



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

DC 단 전류 센서를 이용하는
팬 모터용 영구자석 전동기의
고속 스위칭 운전 방법

High Frequency Switching Drive Method of
High Speed PMSM for Fan Motor Using
DC-Link Current Sensor

2020 년 8 월

서울대학교 대학원

전기·정보공학부

전용진

초록

3상 인버터의 전류를 측정하는 방법은 전류 센서의 개수 및 위치에 따라 상전류 측정 방법, 3 선트 측정 방법, DC단 전류 측정 방법 등이 있다. 이 중 DC단 전류 측정 방법은 전류 센서의 비용을 절감할 수 있다는 장점이 있어 그 비중이 증가하고 있다.

DC단 전류 센서를 사용해 상전류를 복원하기 위해서는 유효전압을 인가할 때 DC단에 흐르는 상전류를 측정해야 한다. 하지만 인버터에 존재하는 기생 성분에 의해 DC단 전류에 진동이 발생하기 때문에 유효전압을 인가한 후 특정 시간 후에 DC단 전류를 측정해야 정확한 상전류를 복원할 수 있다. 해당 DC단 전류 진동으로 인해 상전류 복원 불가 영역이 존재하며 전류 진동이 크고 스위칭 주파수가 높을수록 상전류 복원 불가 영역은 넓어진다.

상전류 복원 불가 영역에서 상전류를 복원하기 위한 기존 연구로는 전압 지령 수정 방법과 상전류 예측 방법이 있다. 두 방법은 모두 스위칭 주파수가 높아 상전류 복원 불가 영역이 대부분인 경우 상전류 복원이 불가능하다는 한계가 있다.

한편 고속 영구자석 전동기는 넓은 운전 영역 확보를 위해 일반적으로 낮은 인덕턴스를 갖도록 설계된다. 낮은 인덕턴스로 인해 큰 스위칭 리플이 존재하고 스위칭 상태 내 전류의 휘어짐이 발생해 전류 측정 오차가 발생 할 수 있다. 따라서 고속 영구자석 전동기의 운전을 위해서는 높은 스위칭 주파수로 운전이 필요하다.

DC단 전류 센서를 사용해 고속 영구자석 전동기를 구동하는 경우 높은 스위칭 주파수로 인해 상전류 복원 불가 영역이 넓게 존재하기 때문에 기존 상전류 복원 방법을 사용하는데 한계가 있다.

따라서 본 논문에서는 DC단 전류 센서를 사용해 높은 스위칭 주파수로 고속 영구자석 전동기를 구동할 수 있는 2상 운전 방법과 2상 운전의 상전류 복원 방법을 제안하였다.

2상 운전의 전류 인가 방법, 상전류 복원 방법과 함께 기동 및 저속 운전 알고리즘과 중, 고속 운전 알고리즘을 제안하였다. 또한 각 운전 방법에 적용하는 스위칭 방법을 제안하였고 회전자 위치 센서없이 전동기를 구동하기 위한 2상 운전 센서리스 알고리즘을 제안하였다.

본 논문에서 제안하는 2상 운전 방법을 사용해 실험을 진행하였고 기존 상전류 복원 방법을 사용 시 구동이 불가능한 운전 조건에서 고속 영구자석 전동기를 구동하였다. 실험을 통해 제안하는 2상 운전 방법과 상전류 복원 방법, 스위칭 방법 등을 구현 및 검증하였다.

주요어: DC단 전류 센서, 고속 영구자석 전동기, 상전류 복원 불가능 영역, 2상 운전

학 번: 2018-25058

목차

제 1장 서론	1
1.1 연구 배경	1
1.2 연구 목적	4
1.3 논문의 구성	7
 제 2장 일반적인 DC단 전류측정방법	8
2.1 DC단 전류측정방법.....	8
2.2 상전류 복원 불가 시 해결방법	11
2.2.1 전압주입방법	11
2.2.2 전류 예측 방법	12
 제 3장 2상 운전	13
3.1 2상 운전 알고리즘	13
3.1.1 전류 인가 방법	13
3.1.2 개루프 전류 제어	16
3.1.3 벡터 제어.....	18
3. 2 스위칭 방법	26
3.2.1 스위치 끈 상 전류 분석	26
3.2.2 개루프 전류 제어 시 스위칭 방법	35
3.2.3 벡터 제어 시 스위칭 방법	38

3.3 모터 모델링 및 전류제어기 설계	42
3.3.1 모터 모델링	42
3.3.2 전류 제어기 설계	43
3.3.3 상전류 복원 방법	45
3.4 센서리스 알고리즘	48
3.5 데드타임에 의한 오차 및 보상	51

제 4장 실험 결과.....59

4.1 상전류 복원	60
4.2 개루프 전류 제어	63
4.2.1 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 개루프 전류 제어	63
4.2.2 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 개루프 전류 제어	66
4.3 벡터 제어	69
4.3.1 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 벡터 제어 ...	69
4.3.2 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 벡터 제어	72

제 5장 결론 및 향후 연구.....75

5.1 연구 결과	75
5.2 향후 연구	77

참고 문헌	79
Abstract.....	80

그림 목차

그림 1.1 3상 인버터 및 DC단 전류 센서	2
그림 1.2 DC단 전류 측정방법의 상전류 복원불가영역	2
그림 2.1 스위칭 함수에 따른 공간전압벡터	8
그림 2.2 DC단 전류 및 상전류 방향	9
그림 2.3 전압에 따른 DC단 전류 및 유효전압인가 최소시간 ...	10
그림 2.4 전압주입방법의 전압 지령	11
그림 2.5 전압주입방법의 스위칭 함수	11
그림 3.1 a상 스위치를 끈 경우 전류 경로 예	13
그림 3.2 정지좌표계에 나타낸 전류	14
그림 3.3 2상 운전으로 인가할 수 있는 전류 방향	15
그림 3.4 2상 운전 전류 인가 시 상전류 파형	16
그림 3.5 개루프 전류 제어 시 b상, c상 선간역기전력	18
그림 3.6 개루프 전류 제어 시 상전류 개형	19
그림 3.7 회전자 섹터 구분	19
그림 3.8 벡터 제어시 b상, c상 선간역기전력	21
그림 3.9 벡터 제어시 상전류 개형	21
그림 3.10 섹터 6의 섹터중심각도 및 제어 위상차 예	22
그림 3.11 제어위상차가 0인 경우 전류	23
그림 3.12 제어위상차가 0이 아닌 경우 전류	24
그림 3.13 a상의 스위치를 끈 경우 스위칭 방법 예	27
그림 3.14 인버터 중성단 및 dc단 전류, 상전류 방향	28
그림 3.15 모터 중성단 및 3상 모터 모델	28
그림 3.16 스위칭 상태 1(X,0,0)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 전류 경로	29
그림 3.17 스위칭 상태 1(X,0,0)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 전류 경로	30
그림 3.18 스위칭 상태 2(X,1,0)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 전류 경로	31
그림 3.19 스위칭 상태 2(X,1,0)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 전류 경로	32

그림 3.20 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 전류 경로	33
그림 3.21 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 전류 경로	34
그림 3.22 a상 역기전력 Ea	36
그림 3.23 개루프 전류 제어로 방향2 전류 인가 시 a상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법	37
그림 3.24 개루프 전류 제어로 방향5 전류 인가 시 a상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법	37
그림 3.25 벡터 제어로 방향2 전류 인가 시 a상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법	39
그림 3.26 벡터 제어로 방향5 전류 인가 시 a상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법	40
그림 3.27 a상으로 전류가 흐르지 않는 경우 3상 모터 모델	43
그림 3.28 한 상으로 전류가 흐르지 않을 때의 모터 모델	43
그림 3.29 전류제어기	44
그림 3.30 DC단 전류 및 저역 통과 필터 출력, 복원한 상전류 .	46
그림 3.31 DC단 전류 및 저역 통과 필터의 차단주파수가 높을 때의 저역 통과 필터 출력	47
그림 3.32 전류 인가 방향에 따른 회전자 위치 추정 방법	49
그림 3.33 위상 관측기 제어 블록도	49
그림 3.34 방향2 전류 인가 시 스위칭 방법 예	52
그림 3.35 방향2 전류 인가 시 데드타임이 존재하지 않는 경우와 존재하는 경우의 c상 스위칭 함수	53
그림 3.36 데드타임 동안의 전류 경로	54
그림 3.37 방향5 전류 인가 시 스위칭 방법 예	56
그림 3.38 방향5 전류 인가 시 데드타임이 존재하지 않는 경우와 존재하는 경우의 c상 스위칭 함수	57
그림 3.39 데드타임 동안의 전류 경로	57
그림 4.1 상전류와 DC전 전류 및 DC단 전류 저역 통과 필터 출력	61
그림 4.2 데드타임 보상하지 않고 전류 제어 시 상전류 및 복원한	

상전류	62
그림 4.3 데드타임을 보상한 전류제어 시 상전류 및 복원한 상전류	62
그림 4.4 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 개루프 전류 제어 운전 시 상전류	64
그림 4.5 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 개루프 전류 제어 운전 시 a상 전류 및 상전류 크기 지령과 복원한 상전류.....	64
그림 4.6 스위치 끈 상 전류를 고려하지 않은 개루프 전류 제어 운전 시 방향5 전류를 인가할 때 a상 전류	65
그림 4.7 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 개루프 전류 제어 운전 시 상전류	67
그림 4.8 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 개루프 전류 제어 운전 시 a상 전류 및 상전류 크기 지령과 복원한 상전류.....	67
그림 4.9 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 개루프 전류 제어 운전 시 방향 5 전류를 인가할 때 a상 전류.....	68
그림 4.10 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 벡터 제어 운전 시 상전류	70
그림 4.11 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 벡터 제어 운전 시 a상 전류 및 상전류 크기 지령과 복원한 상전류	70
그림 4.12 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 벡터 제어 운전 시 방향 5 전류를 인가할 때 a상 전류.....	71
그림 4.13 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 벡터 제어 운전 시 상전류	72
그림 4.14 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 벡터 제어 운전 시 a상 전류 및 상전류 크기 지령과 복원한 상전류.....	73
그림 4.15 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 벡터 제어 운전 시 방향5 전류를 인가할 때 a상 전류	73

표 목차

표 2.1 전압벡터에 따른 DC단 전류	9
표 3.1 전류 방향에 따른 스위치 끄는 상 및 상전류 부호	15
표 3.2 회전자 섹터 구분 및 전류 지령	20
표 3.3 섹터에 따른 섹터중심각도 θ_{sector}	22
표 3.4 스위칭 상태 1(X,0,0)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압	29
표 3.5 스위칭 상태 1(X,0,0)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압	30
표 3.6 스위칭 상태 2(X,1,0)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압	31
표 3.7 스위칭 상태 2(X,1,0)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압	32
표 3.8 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압	33
표 3.9 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압	34
표 3.10 스위치 끈 상에 전류흐르는 경우	35
표 3.11 개루프 전류 제어 시 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법	38
표 3.12 벡터 제어시 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법	41
표 4.1 영구자석전동기 주요 제정수	59
표 4.2 2상 운전 주요 변수	59

제 1장 서론

1.1 연구 배경

전압형 인버터로 구동하는 3 상 AC 모터는 그 운전 기술의 발전과 고성능 모터 수요의 증가에 따라 그 사용이 증가하고 있다. 고성능 운전 기술과 함께 고효율 운전 방법, 저비용 운전 방법 등이 연구되고 있으며 저비용 운전 방법의 대표적인 방법으로 회전자 위치 센서를 제거하는 방법 [1-5]과 전류 센서를 줄이는 방법이 있다 [6-15].

3 상 AC 모터 운전 시 상전류를 측정하는 방법은 전류 센서의 개수 및 위치에 따라 상전류 측정방법, 3 선트 측정방법, DC 단 전류 측정방법 등이 있다.

상전류 측정방법은 상전류를 바로 측정할 수 있다는 장점이 있지만 홀타입 전류 센서를 2 개 이상 사용해야 하기 때문에 센서의 가격이 다른 전류측정방법에 비해 비싸다는 단점이 있다. 3 선트 측정방법은 3 상 인버터의 각 레그에 선트를 부착해 상전류를 복원하는 방법이다. 홀 타입 전류 센서가 아닌 선트 전류 센서를 사용하기 때문에 상전류 측정방법에 비해 그 가격이 저렴하지만 상전류 복원불가영역이 존재한다는 단점이 있다.

본 논문에서 다루는 DC 단 전류측정방법은 DC 단의 전류를 측정해 상전류를 복원하는 방법이다. 그림 1.1 에 표시된 것처럼 DC 단에 하나의 전류센서만을 사용하기 때문에 센서의 가격이 가장 저렴하다. 하지만 유효전압을 인가할 때만 상전류를 복원할

수 있고 스위칭 시의 전류 진동, 아날로그 측정데이터 처리에 소요되는 시간 때문에 상전류 복원불가영역이 넓게 존재한다는 단점이 있다. DC 단 전류 센서 사용 시 정지좌표계 전압 지령에 따른 상전류 복원불가영역을 빗금으로 표시하면 그림 1.2 와 같다.

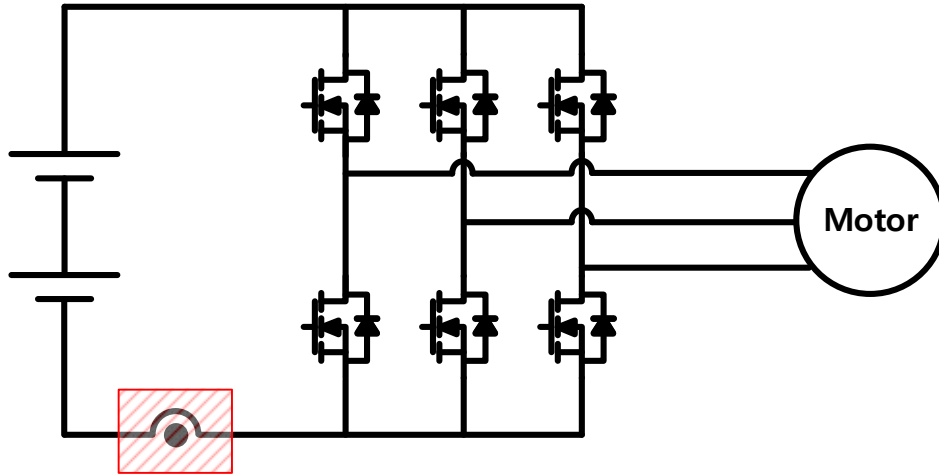


그림 1.1 3상 인버터와 DC단 전류 센서

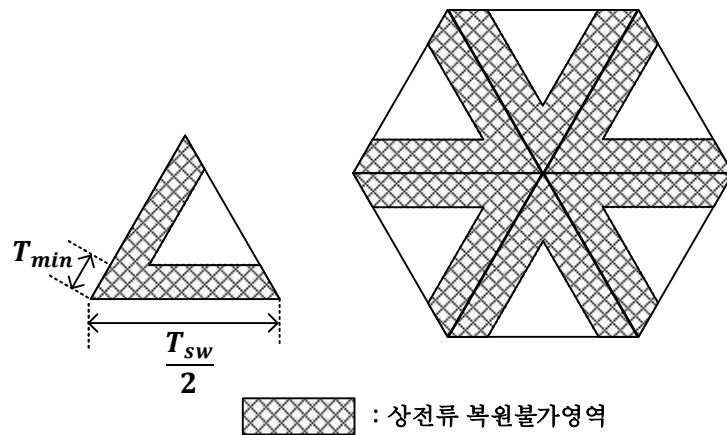


그림 1.2 DC단 전류 측정방법의 상전류 복원불가영역

그림 1.2 에서 확인할 수 있듯이 DC 단 전류 측정방법의 상전류 복원 불가영역은 유효전압인가 최소 시간인 T_{min} 과 스위칭 주파수 F_{sw} 와 관련이 있다. T_{min} 이 크고 스위칭 주파수가 높아질수록 상전류 복원불가영역이 넓어지기 때문에 상전류 복원불가영역을 줄이기 위해서는 스위칭 주파수를 낮추거나 전류 진동 감소 및 빠른 아날로그 측정데이터 처리 등을 통해 T_{min} 을 줄이면 된다. 하지만 위 두 방법은 근본적으로 상전류 복원불가영역을 완전히 없앨 수 없고 높은 스위칭 주파수가 필요한 응용에서는 한계가 있다. 따라서 본 논문에서는 T_{min} 과 스위칭 주파수와 무관하게 상전류를 복원해 운전할 수 있는 2 상 운전 알고리즘 및 상전류 복원 방법을 제안한다.

1.2 연구 목적

본 논문에서 제안하는 2 상 운전 알고리즘은 일반적인 3 상 모터와 3 상 인버터를 그대로 사용 가능하며 DC 단 전류 센서의 출력에 저역 통과 필터만을 추가해 구현 가능하다. 제안하는 2 상 운전 알고리즘을 사용하면 T_{min} 과 스위칭 주파수와 무관하게 상전류를 복원해 운전할 수 있다.

2 상 운전은 개루프 전류 제어 방식 또는 벡터 제어방식으로 운전이 가능하다. 개루프 전류 제어 방식은 일정한 크기의 전류를 순차적으로 회전하는 운전 방법으로 운전을 위해 회전자 각도 정보가 필요하지 않다. 벡터 제어방식은 회전자 위치의 90° 앞선 전류를 인가하는 운전 방법으로 운전을 위해 회전자의 각도 정보가 필요하다. 본 논문에서는 두 운전 방법의 동작 원리 및 전류인가방법을 서술한다.

개루프 전류 제어 방식과 벡터 제어방식 모두 항상 한 상의 스위치를 끄고 나머지 두 상만을 통해 전류가 흐르도록 제어한다. 이 때 스위칭상태와 스위치를 끈 상의 역기전력의 부호 전압에 따라 스위치를 끈 상으로 전류가 흐를 수 있기 때문에 이에 대한 분석이 필요하다. 운전 방법에 따라 스위치를 끈 상에 전류가 흐를 수 있는지 분석하고 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않는 스위칭 방식을 제안한다.

또한 2 상 운전에 따라 기존의 3 상 모터 모델을 수정하고 수정된 모터 모델을 기반으로 전류제어기를 설계한다. 전류 제어기 설계와 함께 2 상 운전의 상전류 복원 방법을 분석하고

2 상운전을 통해 유효전압인가 최소 시간 T_{min} 과 스위칭주파수에 무관하게 상전류를 복원할 수 있음을 보인다.

본 논문에서는 기동 및 저속 운전은 개루프 전류 제어 방식을 사용하고 특정 속도에 도달하면 역기전력기반 센서리스 알고리즘을 사용해 각도와 속도를 추정하고 벡터 제어 방식으로 전환한다. 2 상 운전의 센서리스 알고리즘은 3 상 모터의 역기전력기반 센서리스 방법이 아닌 단상 모터의 센서리스 알고리즘을 활용해야 한다. 2 상운전 센서리스 알고리즘을 제안하고 이를 통한 센서리스 벡터 제어가 가능함을 보인다.

마지막으로 스위치 데드타임에 의해 발생하는 상전류 복원 오차 및 센서리스 각도 오차를 분석하고 이를 보상하는 알고리즘을 제안한다.

이러한 사항들을 고려하여, 본 논문의 목적을 정리하면 다음과 같다.

(1) 2 상 운전의 전류인가방법과 함께 개루프 전류 제어 방식, 벡터 제어방식을 제안하고 그 운전 원리를 서술한다.

(2) 스위칭 상태와 역기전력의 부호에 따른 스위치를 끈 상의 전류를 분석하고 스위치를 끈 상에 전류가 흐르지 않는 스위칭 방법을 제안한다.

(3) 2 상 운전의 모터 모델을 분석하고 이를 바탕으로 전류 제어기를 구성한다. 또한 2 상 운전의 상전류 복원 방법을 제안하고 유효전압인가 최소 시간 T_{min} 과 스위칭주파수와 무관하게 상전류를 복원할 수 있음을 보인다.

(4) 2 상 운전의 센서리스 알고리즘을 제안하고 이를 바탕으로 센서리스 벡터 제어가 가능함을 보인다.

(5) 데드타임에 의해 발생하는 상전류 복원 오차와 센서리스 각도 오차를 분석하고 이를 보상하는 알고리즘을 제안한다.

1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다.

1 장에서는 서론을 기술한다. 서론에서는 연구의 배경, 목적, 그리고 논문의 구성에 대해 서술한다.

2 장에서는 기존 DC 단 전류측정방법에 대해 서술한다. 유효전압을 인가할 때 DC 단에 흐르는 상전류를 측정해 상전류를 복원하는 기존의 DC 단 전류측정방법을 서술하고 전압지령이 상전류 복원불가영역에 있을 때 이를 해결하는 방법 두가지를 서술하며 기존 DC 단 전류측정방법의 한계를 확인한다.

3 장에서는 2 상 운전의 동작 원리부터 데드타임 오차 보상까지 2 상 운전 전반에 대해 다룬다. 3.1 절에서는 2 상운전의 전류인가방법을 소개하며 개루프 전류 제어 방식과 벡터 제어방식을 서술한다. 3.2 절에서는 스위치 끈 상으로 전류가 흐르는 조건을 분석하고 이를 바탕으로 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않는 스위칭 방법을 제안한다. 3.3 절에서는 2 상운전의 새로운 모터 모델링과 전류제어기를 제안하고 상전류 복원방법을 제안한다. 3.4 절에서는 역기전력 기반 센서리스 알고리즘을 제안한다. 3.5 절에서는 데드타임에 의한 전류복원오차 및 센서리스 각도 오차를 분석하고 이를 보상하는 방법을 제안한다.

4 장에서는 2 상 운전 실험결과를 분석해 제안하는 스위칭 방식, 전류제어기, 센서리스 알고리즘, 데드타임 보상 방법 등을 검증한다.

5 장에서는 결론 및 향후 연구에 대해 서술한다.

제 2장 일반적인 DC단 전류측정방법

본 장에서는 3 상모터의 일반적인 DC 단 전류측정방법을 소개한다. 또한 전압 지령이 상전류 복원불가영역에 존재하는 경우 이를 해결하는 방법 두가지를 서술하고 해당 방법의 한계를 확인한다.

2.1 DC단 전류측정방법

DC 단 전류를 사용해 상전류를 복원하는 경우 그림 2.1 의 $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ 과 같은 유효전압을 인가할 때 DC 단에 상전류가 흐르고 V_0, V_7 과 같은 영전압을 인가할 때 DC 단에 전류가 흐르지 않는다. 따라서 유효전압 인가 시의 DC 단 전류를 측정해 상전류를 복원할 수 있다.

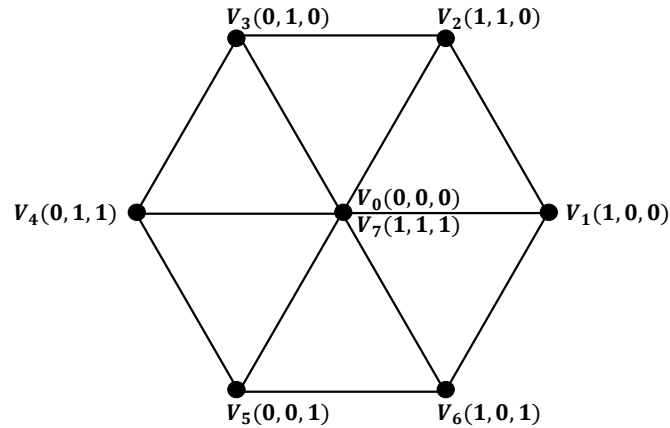


그림 2.1 스위칭 함수에 따른 공간전압벡터

표 2.1 전압벡터에 따른 DC단 전류

인가 전압	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_0, V_7
I_{dc}	I_a	$-I_c$	I_b	$-I_a$	I_c	$-I_b$	0

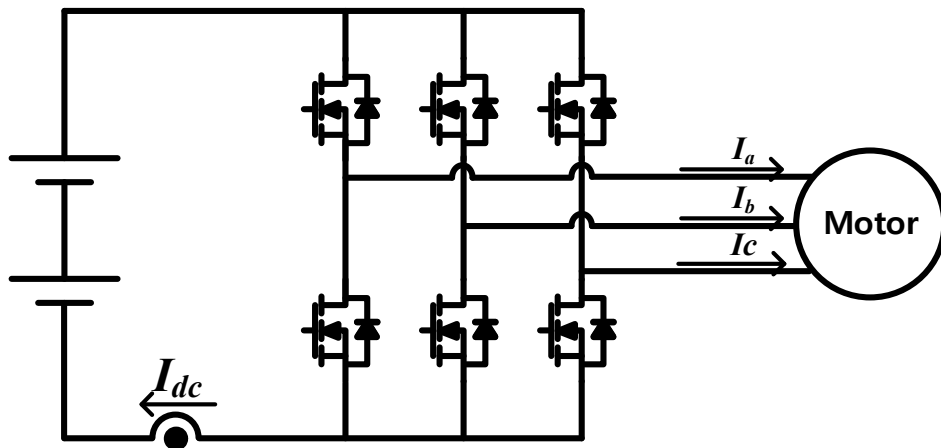


그림 2.2 DC단 전류 및 상전류 방향

인가하고 있는 전압에 따른 DC 단에 흐르는 상전류는 표 2.1 과 같다. 이 때 DC 단에 흐르는 전류 I_{dc} 와 상전류 I_a, I_b, I_c 의 방향은 그림 2.2 에 표시된 화살표 방향이다.

이상적인 스위칭이 일어나고 인버터의 기생성분이 없다면 전압을 인가하는 동시에 DC 단에 표 2.1 과 같이 전류가 흐른다. 하지만 기생성분 등에 의해 DC 단 전류에는 노이즈가 존재하고

전압을 V_0, V_1, V_2, V_7 순서로 인가하는 경우 DC 단에 흐르는 전류는 그림 2.3 과 같다.

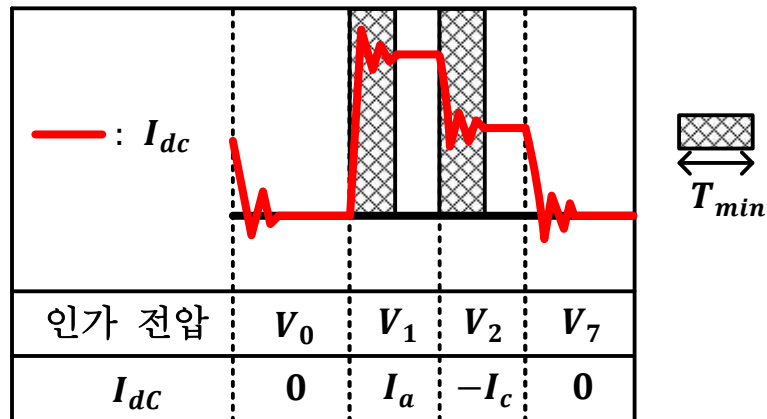


그림 2.3 전압에 따른 DC단 전류 및 유효전압인가 최소시간

인가하는 전압이 변할 때 DC 단 전류에 노이즈가 존재하며 아날로그 측정 데이터를 처리하는데 시간이 필요하기 때문에 그림 2.3 에 빗금으로 표시된 것과 같이 유효전압을 인가하는 최소 시간 T_{min} 이 존재하다. 따라서 전압 지령의 위치에 따라 유효전압 인가 시간이 T_{min} 보다 작아 상전류 복원이 불가능한 영역을 정지좌표계 전압영역에 빗금으로 표시하면 그림 1.2 와 같고 해당 영역에서는 DC 단 전류센서를 사용해 상전류를 복원할 수 없다. 전압지령이 상전류 복원불가영역에 존재하는 경우 이를 해결하는 방법으로 널리 쓰이는 전압주입방법과 전류 예측 방법을 소개한다.

2.2 상전류 복원 불가 시 해결방법

2.2.1 전압주입방법

전압 주입 방법은 전압 지령이 전류측정불가영역에 존재할 때 전압 지령을 수정해 상전류 복원가능영역으로 전압 지령을 수정하는 방법이다. 이를 정좌표계 전압영역에서의 전압 지령과 시간축에서의 스위칭 함수로 나타내면 각각 그림 2.4, 그림 2.5 와 같다.

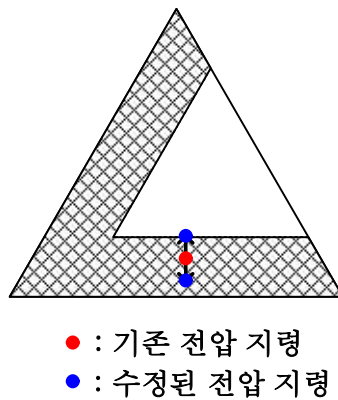
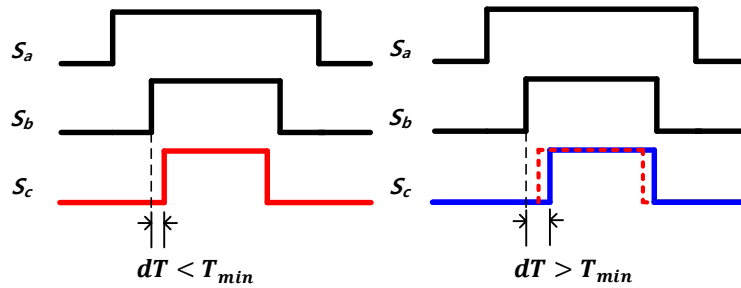


그림 2.4 전압주입방법의 전압 지령



(가) 기존 전압 지령의 스위칭 함수 (나) 수정된 전압 지령의 스위칭 함수

그림 2.5 전압주입방법의 스위칭 함수

그림 2.4 에서 확인할 수 있듯이 기존 전압 지령을 위로 이동해 상전류 복원가능영역에 전압 지령을 위치해 상전류를 복원할 수 있다. 다만 전압 지령을 기존 전압 지령과 다르게 인가하기 때문에 평균적으로 동일한 기존 전압 지령을 인가하기 위해서 그림 2.4 에 표시된 것과 같이 전압을 수정한 방향과 반대 방향으로 동일한 크기만큼 수정한 전압을 인가해야 한다. 전압주입방법은 전압 주입에 따른 전류고조파 증가라는 단점이 있으며 근본적으로 T_{min} 이 크고 스위칭주파수가 큰 경우 적용이 불가능하다는 한계가 있다.

2.2.2 전류 예측 방법

전류 예측 방법은 전압지령이 상전류 복원불가영역에 있는 경우 DC 단 전류를 사용해 상전류를 복원하지 않고 해당 시점에 예측된 전류를 사용해 제어하는 방법이다. 본 방법은 모터의 제정수와 운전조건에 의존해 전류를 예측하기 때문에 제정수 오차에 민감하다는 단점이 있다. 또한 주입방법과 마찬가지로 T_{min} 이 크고 스위칭주파수가 커서 상전류 복원불가영역이 넓은 경우 적용이 불가능하다는 한계가 있다.

제 3장 2상 운전

3.1 2상 운전 알고리즘

본 절에서는 2상 운전의 전류인가방법을 서술하고 개루프 전류 제어방식과 벡터 제어방식을 제안한다.

3.1.1 전류 인가 방법

2상 운전방법은 3상 중 한 상의 스위치를 꺼서 그 상으로 전류가 흐르지 않도록 하고 나머지 2상으로 운전하는 방식으로 총 6개 방향의 전류를 인가할 수 있다. 한 상을 Off하고 나머지 두상으로 전류가 흐르기 때문에 전류가 흐르는 두 상의 전류는 그 크기가 같고 부호가 반대이다. a상의 스위치를 꺼 a상으로 전류가 흐르지 않게 하고 b상, c상으로 전류가 도통하는 경우를 예로 분석한다. b상은 윗상 스위치를 키고 c상은 아랫상 스위치를 켜 경우 인버터에 전류 경로를 나타내면 그림 3.1 과 같다.

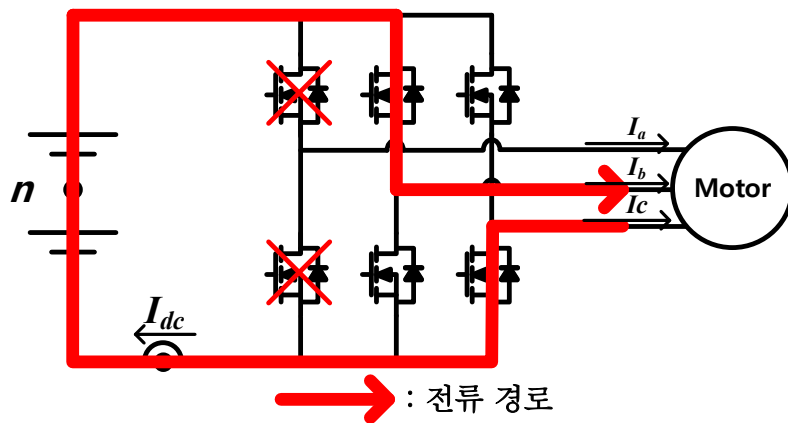


그림 3.1 a상 스위치를 끈 경우 전류 경로 예

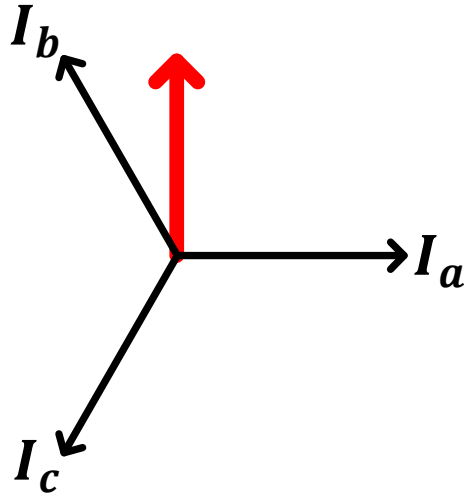


그림 3.2 정좌표계에 나타난 전류

$$I_a = 0, I_b = -I_c = I_{dc} \quad (3.1)$$

이때 그림3.1에 나타난 전류 경로의 화살표 방향으로 전류가 흐르는 경우 상전류는 식(3.1)과 같고 이 때의 상전류를 정좌표계에 굵은 화살표로 나타내면 그림3.2와 같다.

그림 3.2는 a상의 스위치를 끄고 I_b 가 양, I_c 가 음으로 흐를 때의 정좌표계 상전류 벡터를 나타낸 것으로 스위치를 끈 상, 전류의 부호에 따라 총 6개 방향의 전류 벡터를 인가할 수 있다. 이때 각 전류 벡터의 방향을 그림3.3과 같이 방향 1부터 방향 6까지 정의하고 각 전류 벡터를 인가할 때 스위치를 끄는 상의 상전류의 부호를 표3.1에 정리한다.

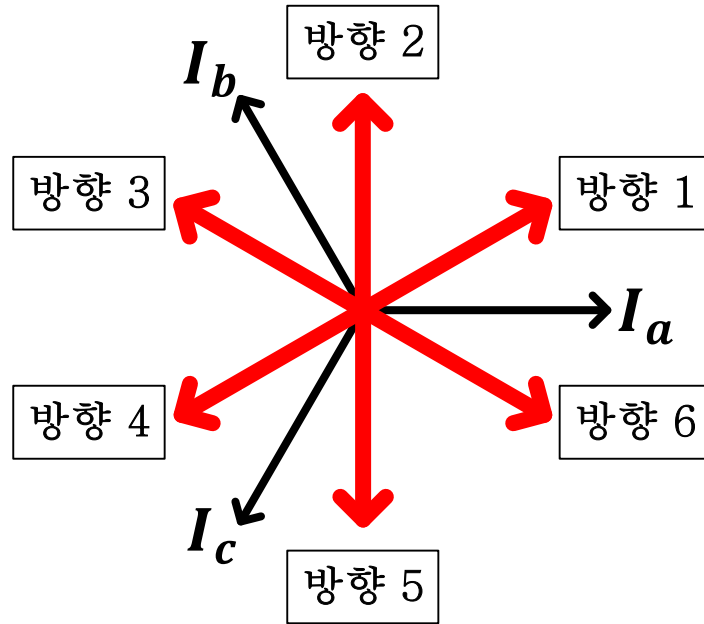
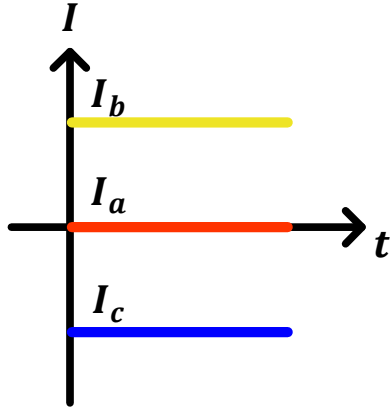


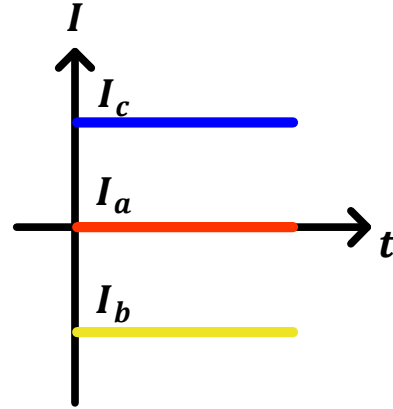
그림 3.3 2상 운전으로 인가할 수 있는 전류 방향

표 3.1 전류 방향에 따른 스위치 끄는 상 및 상전류 부호

전류 벡터 방향	스위치 끄는 상	상전류 부호
방향 1	b상	$I_a > 0, I_c < 0$
방향 2	a상	$I_b > 0, I_c < 0$
방향 3	c상	$I_b > 0, I_a < 0$
방향 4	b상	$I_c > 0, I_a < 0$
방향 5	a상	$I_c > 0, I_b < 0$
방향 6	c상	$I_a > 0, I_b < 0$



(가) 방향 2 전류 벡터



(나) 방향 5 전류 벡터

그림 3.4 2상 운전 전류 인가 시 상전류 파형

일정한 크기로 방향 2 전류를 인가하는 경우와 방향 5 전류를 인가할 때의 상전류 파형은 그림 3.4와 같다.

3.1.2 개루프 전류 제어

개루프 전류 제어는 회전자 각도와 무관하게 일정한 크기로 상전류를 제어하며 전류의 방향을 순차적으로 바꾸는 운전 방법으로 회전자 각도 정보가 필요하지 않다. 방향 1부터 방향 6까지의 전류지령을 순차적으로 인가하면 전류를 인가하는 방향으로 회전자가 회전하게 된다. 따라서 본 논문에서는 회전자 각도정보가 필요한 벡터 제어방식을 적용하기 전에 모터의 기동 및 저속 운전에서 개루프 전류 제어 방식을 사용한다.

고정전류 제어방식은 그 제어 주파수를 회전속도 ω_r 와 동기화해 회전자가 전기적으로 2π rad회전하는 동안 6회 제어하도록 식 (3.2)

과 같이 제어 주파수 F_{samp} 를 설정한다. 제어기가 동작할 때마다 전류제어기가 동작해 상전류의 크기를 제어하고 다음 방향의 전류를 인가하기 시작한다.

한 제어주기동안 일정한 크기의 선간전압을 인가하기 때문에 회전자 회전에 따른 역기전력의 변화로 상전류는 그림3.4와 같은 일정한 모양이 아닌 역기전력이 반영되어 휘어진 모양이 된다. 역기전력 및 상전류 분석에 앞서 본 논문에서는 개루프 전류 제어 방식을 팬모터의 기동 및 저속운전에서 사용하기 때문에 개루프 전류 제어 운전시 부하가 매우 작아 회전자 각도가 인가하는 전류 방향과 거의 일치한다고 가정한다.

$$F_{samp} = \frac{\omega_r}{2\pi} \times 6 \quad (3.2)$$

방향 1 전류를 인가하다 방향 2 전류를 인가하는 경우 회전자 위치는 직전에 인가하던 방향 1전류벡터의 각도인 $\frac{\pi}{6}$ 에서 출발해 방향 2 전류벡터의 각도인 $\frac{\pi}{2}$ 까지 회전한다. 방향 2 전류를 인가할 때 전류가 흐르는 상인 b상과 c상 사이의 선간역기전력 E_{bc} 은 그림3.5와 같고 $\frac{\pi}{6}$ 부터 $\frac{\pi}{2}$ 까지의 영역을 빗금 친 박스로 표시하였다.

3.3.1조에서 분석하는 모터 모델링에 따르면 선간전압, 선간역기전력, 상전류 사이의 관계는 식(3.3)과 같고 이를 바탕으로 상전류는 선간전압에서 선간 역기전력을 뺀 모양으로 형성된다는 것을 알 수 있다.

$$V_{LL} = 2RI_{phase} + 2L \frac{dI_{phase}}{dt} + E_{L-L} \quad (3.3)$$

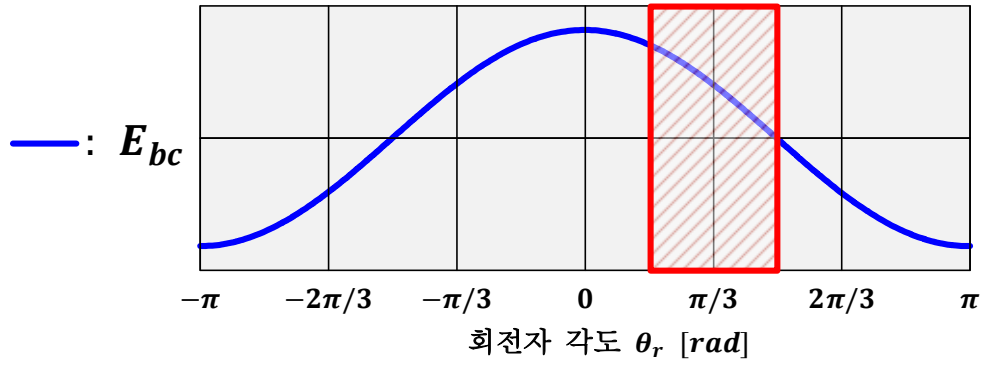


그림 3.5 개루프 전류 제어 시 b상, c상 선간역기전력

따라서 방향 2 전류를 인가하는 동안 상전류는 그림 3.5의 빗금 친 부분의 역기전력을 뒤집은 모양으로 형성되고 모든 전류 방향에 대해 동일한 분석을 하면 그림 3.6과 같이 상전류가 형성된다는 것을 알 수 있다.

3.1.3 벡터 제어

벡터 제어 방식도 개루프 전류 제어 방식과 동일하게 한 상의 스위치를 꺼 그 상으로 전류가 흐르지 않게 하고 나머지 두 상으로 운전하는 방식이다. 인가할 수 있는 전류의 방향도 그림과 같이 총 6개로 동일하다. 하지만 2상 운전 벡터 제어는 회전자 위치 정보를 사용해 동일 전류로 최대 토크를 출력할 수 있도록 전류를 인가한다.

본 논문에서 분석하는 표면부착형 영구자석전동기의 경우 회전자 위치의 90° 앞선 전류 벡터를 인가할 때 최대 토크를 인가 할

수 있기 때문에 2상 운전의 벡터 제어 시에도 회전자 위치에 90° 앞선 전류 벡터를 인가하도록 운전한다. 하지만 2상운전방법은 인가할 수 있는 전류 벡터의 방향이 6개이기 때문에 순시적으로 회전자 위치에 90° 앞선 전류 벡터를 인가하는 것은 불가능하다. 따라서 한 제어구간 동안 평균적으로 전류 벡터가 회전자에 90° 앞서도록 전류를 인가한다. 제어 순간의 회전자 각도에 따라 회전자 위치를 6개의 섹터로 구분한다. 회전자 각도에 따른 섹터 구분, 섹터에 따른 전류 벡터의 방향은 그림3.7 과 표3.2와 같다.

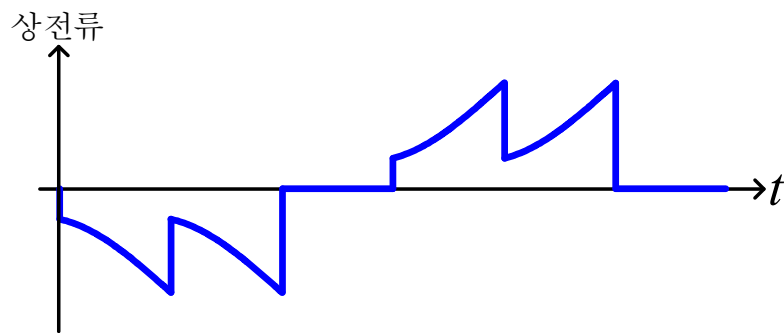


그림 3.6 개루프 전류 제어 시 상전류 개형

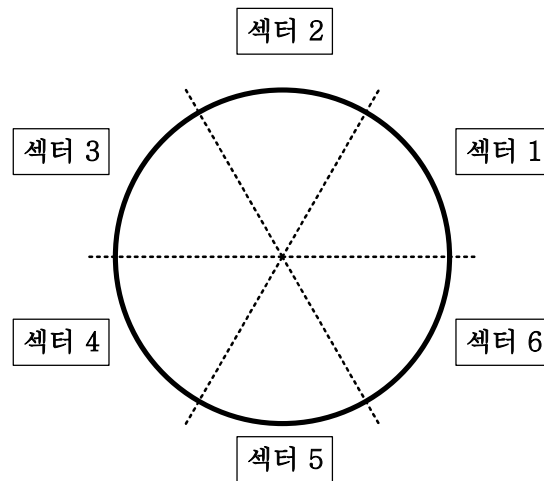


그림 3.7 회전자 섹터 구분

표 3.2 회전자 섹터 구분 및 전류 지령

회전자 각도	회전자 섹터	전류 지령 방향
$0 < \theta_r < \frac{\pi}{3}$	1	방향 3
$\frac{\pi}{3} < \theta_r < \frac{2\pi}{3}$	2	방향 4
$\frac{2\pi}{3} < \theta_r < \pi$	3	방향 5
$-\pi < \theta_r < -\frac{2\pi}{3}$	4	방향 6
$-\frac{2\pi}{3} < \theta_r < -\frac{\pi}{3}$	5	방향 1
$-\frac{\pi}{3} < \theta_r < 0$	6	방향 2

벡터 제어방식도 개루프 전류 제어 방식과 동일하게 제어 주파수를 회전속도 ω_r 와 동기화해 회전자가 전기적으로 $2\pi \text{ rad}$ 회전하는 동안 6회 제어하도록 식 (3.2)와 같이 제어 주파수 F_{samp} 를 설정한다. 제어기가 동작할 때 전류가 흐르는 상의 상전류의 크기를 제어하고 회전자 섹터에 따라 전류벡터의 방향을 결정한다.

한 제어주기동안 일정한 크기의 선간전압을 인가하기 때문에 회전자 회전에 따른 역기전력의 변화로 상전류는 그림 3.4와 같은 일정한 모양이 아닌 휘어진 모양이 된다. 섹터가 6일 때 방향 2 전류를 인가하는 경우 회전자 각도는 $-\frac{\pi}{6} \text{ rad}$ 부터 $\frac{\pi}{6} \text{ rad}$ 까지 회전한다. 방향 2 전류를 인가할 때 전류가 흐르는 상인 b상과 c상 사이의

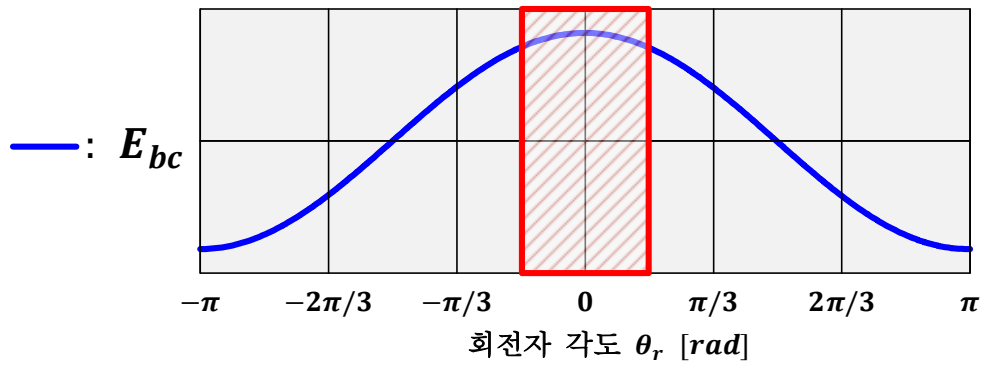


그림 3.8 벡터 제어시 b상, c상 선간역기전력

선간역기전력은 그림3.8과 같고 $-\frac{\pi}{6} \text{ rad}$ 부터 $\frac{\pi}{6} \text{ rad}$ 까지의 영역을 빗금 친 박스로 표시하였다.

벡터 제어시에도 개루프 전류 제어 방식과 마찬가지로 식(3.3)과 같이 모델링 되고 상전류는 선간전압에서 선간 역기전력을 뺀 모양으로 형성된다.

따라서 방향 2 전류를 인가하는 동안 상전류는 그림3.8의 빗금친 부분의 역기전력을 뒤집은 모양으로 형성되고 모든 전류 방향에 대해 동일한 분석을 하면 그림3.9와 같이 상전류가 형성된다는 것을 알 수 있다.

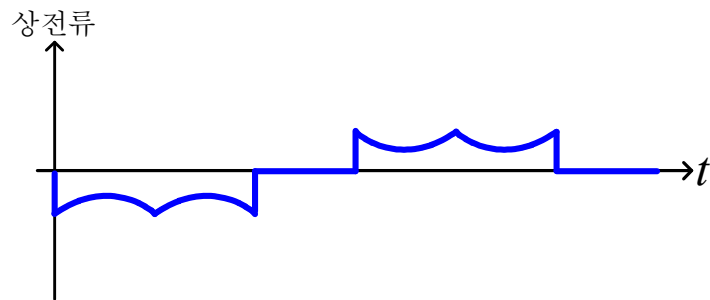


그림 3.9 벡터 제어시 상전류 개형

2상운전 벡터 제어는 순시적으로 회전자 위치의 90° 앞선 전류를 인가할 수 없고 회전자가 전기적으로 60° 회전하는 한 제어구간동안 동일한 방향의 전류를 인가한다. 때문에 제어구간동안 회전자 동기좌표계에서 전류가 어떻게 인가되는지 분석한다. 해당 분석에 앞서 제어하는 시점의 회전자 각도가 각 회전자 섹터의 중심에서 떨어진 정도를 제어 위상차 θ_{r_diff} 로 정의한다. 제어위상차의 정의는 식(3.4)와 표3.3과 같고 섹터 6에 대해 섹터중심각도와 제어위상차를 그림으로 나타내면 그림 3.10과 같다.

$$\theta_{r_diff} = \theta_{sector} - \theta_r \quad (3.4)$$

표 3.3 섹터에 따른 섹터중심각도 θ_{sector}

섹터	섹터 1	섹터 2	섹터 3	섹터 4	섹터 5	섹터 6
θ_{sector}	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{6}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{6}$

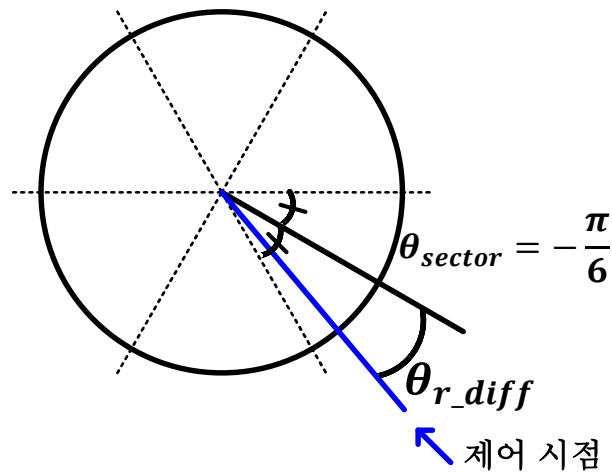
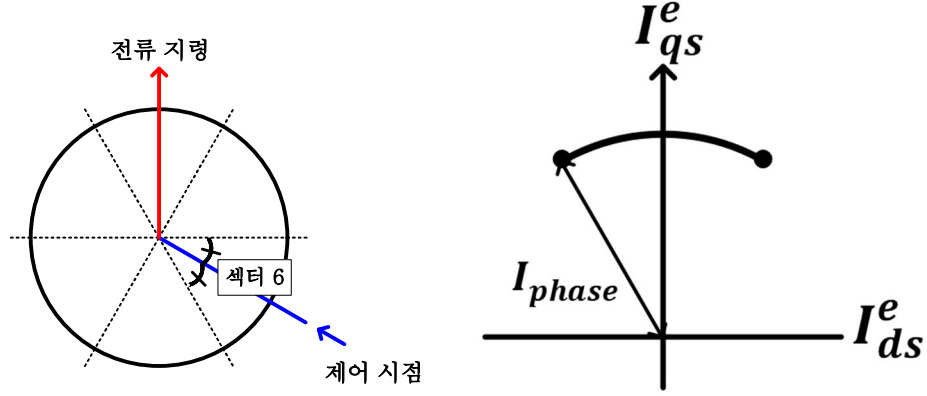


그림 3.10 섹터 6의 섹터중심각도 및 제어 위상차 예



(가) 정좌표계 전류 지령

(나) 동기좌표계 전류 지령

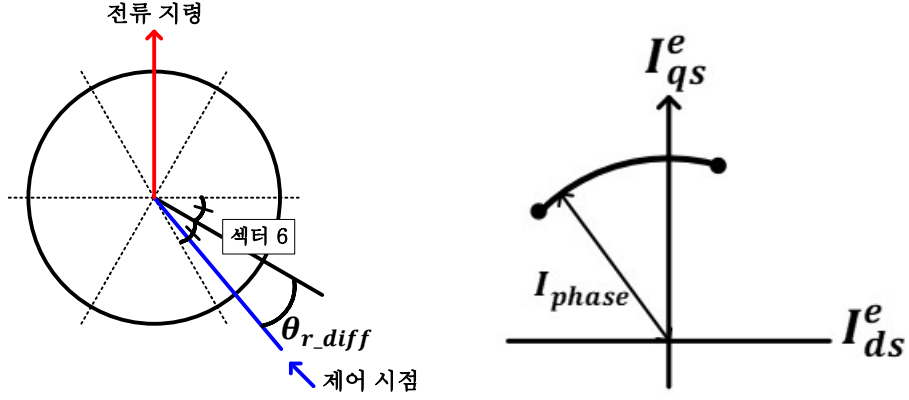
그림 3.11 제어위상차가 0인 경우 전류

섹터 6 에서 방향 2 전류를 인가할 때 제어 위상차 θ_{r_diff} 가 0 인 경우 제어 시점과 전류 지령을 정좌표계에 나타내면 그림 3.1 의 (가)와 같고 이 때의 전류지령을 회전자 동기좌표계에 나타내면 그림 3.11 의(나)와 같다.

그림 3.11 과 같이 전류를 인가하는 동안 평균적으로 인가되는 q 축 전류는 식 (3.5)과 같다.

$$\bar{I}_{qs}^e = 1/\left(\frac{\pi}{3}\right) \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} I_{phase} d\theta = \frac{3}{\pi} I_{phase} \quad (3.5)$$

제어 위상차 θ_{r_diff} 가 0 일 때 뿐만 아닌 일반적인 경우에 대해 제어 시점과 전류 지령을 나타내면 그림 3.12 와 같다. 그림 3.12 와 같이 전류 지령을 인가할 때 회전자 동기좌표계에서의 전류지령은 그림 3.12 의(나)와 같다.



(가) 정좌표계 전류 지령 (나) 동기좌표계 전류 지령

그림 3.12 제어위상차가 0이 아닌 경우 전류

그림 3.12와 같이 전류를 인가하는 동안 평균적으로 인가되는 q축 전류는 식 (3.6)과 같다.

$$\bar{I}_{qs}^e = 1/\left(\frac{\pi}{3}\right) \int_{\frac{\pi}{6}+\theta_{r_diff}}^{\frac{\pi}{6}+\theta_{r_diff}+\frac{\pi}{3}} I_{phase} d\theta = \frac{3}{\pi} I_{phase} \cos \theta_{r_diff} \quad (3.6)$$

식 (3.6)을 통해 제어위상차 θ_{r_diff} 가 0이 아닌 경우 동일한 토크 출력을 위해 더 많은 전류가 필요하다는 것을 알 수 있다. 또한 운전 속도를 사용해 제어주파수를 결정하기 때문에 운전속도를 정확히 알고 있어도 제어위상차는 계속 존재할 수 있다. 따라서 벡터 제어시 제어위상차를 0에 가깝게 유지하기 위해 식 (3.7)과 같이 제어주파수를 수정한다.

$$\begin{cases} \theta_{r_diff} > 0 \text{ 이면 } F_{smp_new} = F_{smp} - del_F_{smp} \\ \theta_{r_diff} < 0 \text{ 이면 } F_{smp_new} = F_{smp} + del_F_{smp} \end{cases} \quad (3.7)$$

$\theta_{r_diff} > 0$ 이면 제어주파수를 조금 느리게 하고 $\theta_{r_diff} < 0$ 이면 제어주파수를 조금 빠르게 해 제어 시점이 각 섹터의 중심에 위치하도록 수정하는 방식이다.

본 논문에서는 초기 기동 및 저속 운전시에 3.1.1의 개루프 전류 제어 방식을 사용하고 특정 속도 이상이 되면 3.5에서 분석한 역기전력 기반 센서리스 알고리즘을 사용해 회전자 각도를 추정하여 3.1.2의 벡터 제어방식으로 전환한다.

3. 2 스위칭 방법

본 절에서는 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르는 경우에 대해 분석하고 이를 바탕으로 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않는 스위칭 방식을 제안한다.

3.2.1 스위치 끈 상 전류 분석

2상 운전의 모터 모델링, 전류 제어기 설계, 센서리스 알고리즘은 모두 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않고 나머지 두 상으로만 전류가 흐른다고 가정한다. 하지만 스위칭 상태와 스위치를 끈 상의 역기전력에 따라 스위치를 끈 상으로 전류가 흐를 수 있다. 따라서 스위칭 방법에 따라 스위치를 끈 상으로 전류가 흐를 수 있는지에 대한 분석이 필요하고 이를 바탕으로 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않는 스위칭 방법을 사용해야 한다.

a상의 스위치를 끄고 b상, c상의 스위치를 사용해 b상과 c상의 상전류의 크기를 제어하는 경우를 예로 분석한다. 이 때 스위칭 캐리어와 b상과 c상의 스위칭 듀티 D_b, D_c 를 그림3.13과 같이 인가해 b상, c상의 스위칭 함수 S_b, S_c 를 그림3.13과 같이 인가하는 경우 각 스위칭 상태에서 스위치를 끈 a상으로 전류가 흐를 수 있는지 분석한다. 스위칭 함수 S_b, S_c 는 각각 0이면 각 상의 아랫상 스위치를 키고 윗상 스위치를 끄며, 1이면 윗상 스위치를 키고 아랫상 스위치를 끄는 것을 의미한다. 또한 스위칭 함수 X는 그 상의 스위치를 모두 끄는 것을 의미한다. 스위칭 상태는 (a상 스위칭

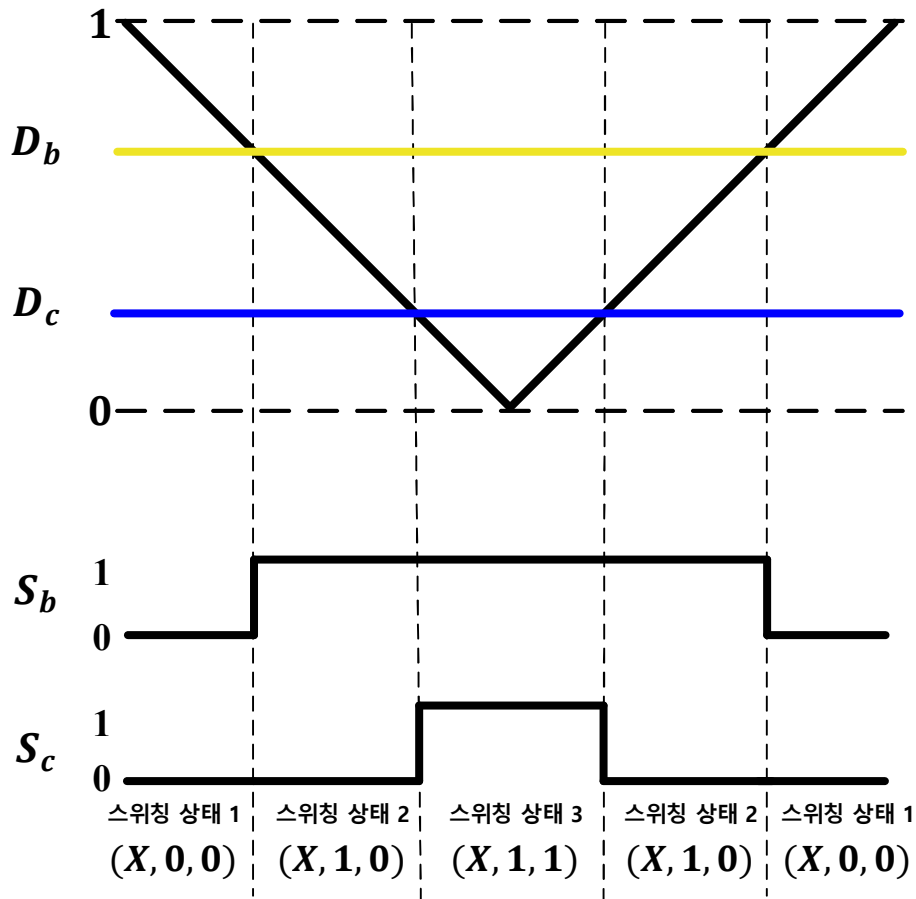


그림 3.13 a상의 스위치를 끈 경우 스위칭 방법 예

함수, b상 스위칭 함수, c상 스위칭 함수)로 표시한다.

상전류의 방향과 인버터 중성단 n 을 그림3.14에 표시하였다. 인버터 중성단 대비 각 상의 폴전압을 V_{an}, V_{bn}, V_{cn} 으로 정의하고 인버터 중성단 대비 모터의 중성단 전압을 V_{sn} 으로 정의한다. 3상모터의 중성단 s , 저항, 인덕터, 역기전력 모델을 그림3.15에 나타내었다. 또한 각 상에 대해 저항과 인덕터 사이에 인가되는 전압을 부하전압 $V_{a_Load}, V_{b_Load}, V_{c_Load}$ 로 정의하고 이를 그림3.15에 나타내었다.

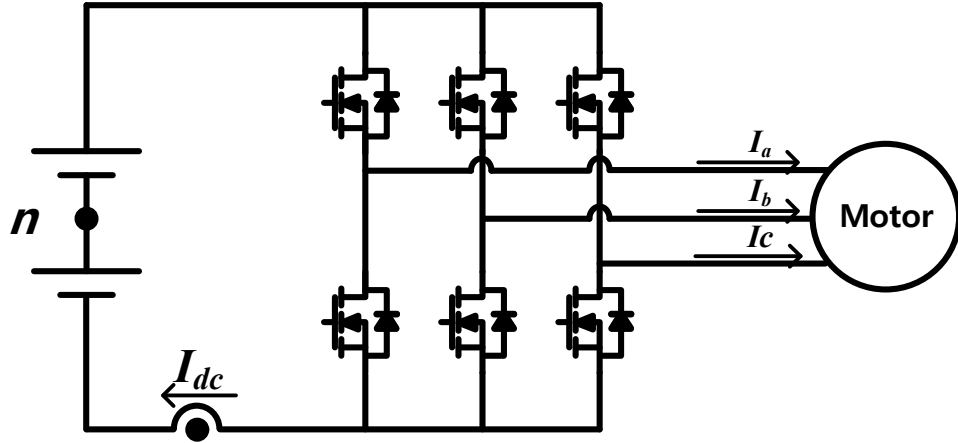


그림 3.14 인버터 중성단 및 dc단 전류, 상전류 방향

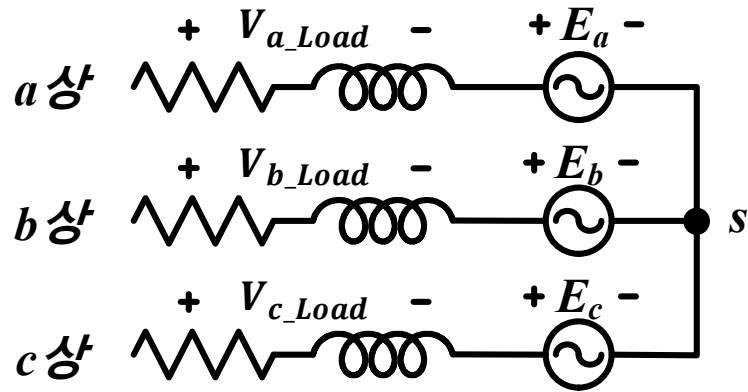


그림 3.15 모터 중성단 및 3상 모터 모델

각 상에 대해 부하전압은 식 (3.8)과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}
 V_{a_Load} &= V_{an} - (V_{sn} + E_a) \\
 V_{b_Load} &= V_{bn} - (V_{sn} + E_b) \\
 V_{c_Load} &= V_{cn} - (V_{sn} + E_c)
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

(가) 스위칭 상태 1(X,0,0)에서 a상 양의 방향으로 전류가 흐를 수 있는지에 대한 분석

a상 양의 방향으로 전류가 흐르기 위해서는 그림 3.16 과 같이 a상 아랫상 스위치 다이오드를 통해 전류 경로가 형성되어야 한다. 전류경로가 그림 3.16과 같이 형성될 때 a상 폴전압 V_{an} , 중성단 전압 V_{sn} , a상 부하전압 V_{a_Load} 을 정리하면 표 3.4와 같다.

$E_a > 0$ 이면 $V_{a_Load} < 0$ 이고 따라서 a상의 양의 방향으로 전류가 흐를 수 없다.

$E_a < 0$ 이면 $V_{a_Load} > 0$ 이고 따라서 a상의 양의 방향으로 전류가 흐를 수 있다.

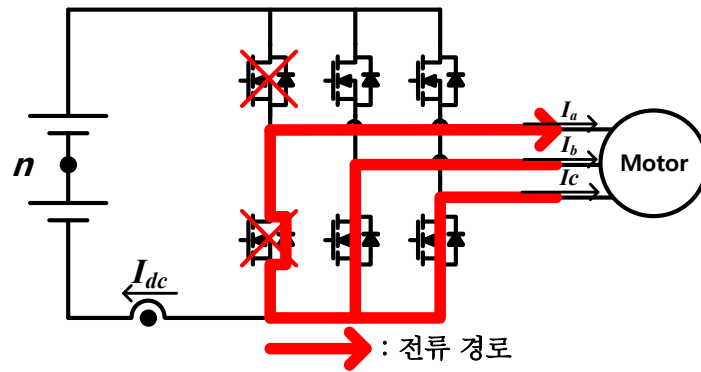


그림 3.16 스위칭 상태 1(X,0,0)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 전류 경로

표 3.4 스위칭 상태 1(X,0,0)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압

V_{an}	V_{sn}	V_{a_Load}
$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2} - \left(-\frac{V_{dc}}{2} + E_a\right) = -E_a$

(나) 스위칭 상태 1(X,0,0)에서 a 상 음의 방향으로 전류가 흐를 수 있는지에 대한 분석

a상 음의 방향으로 전류가 흐르기 위해서는 그림3.17과 같이 a상 윗상 스위치 다이오드를 통해 전류 경로가 형성되어야 한다. 전류경로가 그림3.17과 같이 형성될 때 a상 폴전압 V_{an} , 중성단 전압 V_{sn} , a상 부하전압 V_{a_Load} 을 정리하면 표3.5와 같다.

E_a 의 부호와 무관하게 운전 영역 내에서 $V_{a_Load} > 0$ 이고 따라서 a상의 음의 방향으로 전류가 흐를 수 없다.

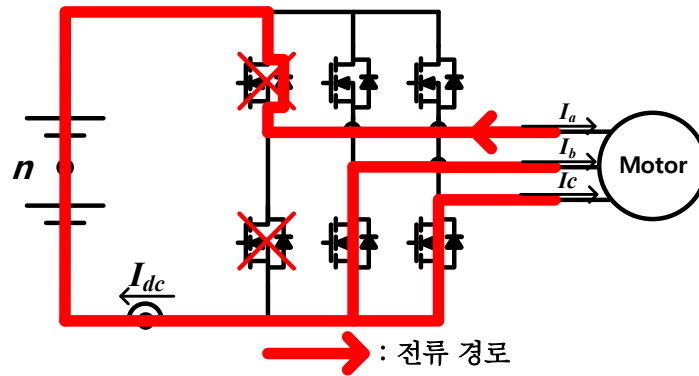


그림 3.17 스위칭 상태 1(X,0,0)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 전류 경로

표 3.5 스위칭 상태 1(X,0,0)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압

V_{an}	V_{sn}	V_{a_Load}
$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{2} - \left(-\frac{V_{dc}}{6} + E_a\right) = \frac{2V_{dc}}{3} - E_a$

(다) 스위칭 상태 2(X,1,0)에서 a상 양의 방향으로 전류가 흐를 수 있는지에 대한 분석

a상 양의 방향으로 전류가 흐르기 위해서는 그림3.18과 같이 a상 아랫상 스위치 다이오드를 통해 전류 경로가 형성되어야 한다. 전류경로가 그림3.18과 같이 형성될 때 a상 폴전압 V_{an} , 중성단 전압 V_{sn} , a상 부하전압 V_{a_Load} 을 정리하면 표3.6과 같다.

E_a 의 부호와 무관하게 운전 영역 내에서 $V_{a_Load} < 0$ 이고 따라서 a상의 양의 방향으로 전류가 흐를 수 없다.

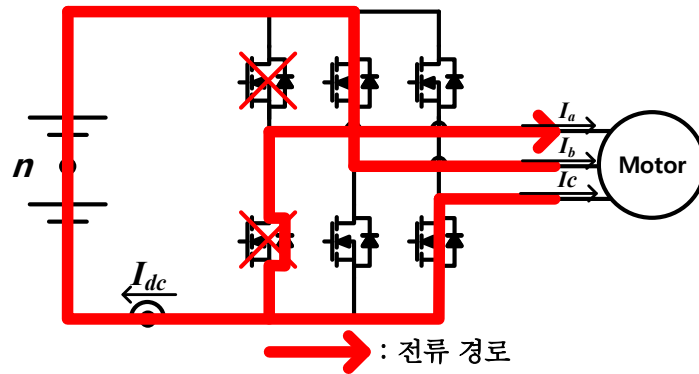


그림 3.18 스위칭 상태 2(X,1,0)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 전류 경로

표 3.6 스위칭 상태 2(X,1,0)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압

V_{an}	V_{sn}	V_{a_Load}
$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{2} - \left(-\frac{V_{dc}}{6} + E_a\right) = -\frac{V_{dc}}{3} - E_a$

(라) 스위칭 상태 2(X,1,0)에서 a상 음의 방향으로 전류가 흐를 수 있는지에 대한 분석

a상 음의 방향으로 전류가 흐르기 위해서는 그림3.19와 같이 a상 윗상 스위치 다이오드를 통해 전류 경로가 형성되어야 한다. 전류경로가 그림3.19와 같이 형성될 때 a상 폴전압 V_{an} , 중성단 전압 V_{sn} , a상 부하전압 V_{a_Load} 을 정리하면 표3.7과 같다.

E_a 의 부호와 무관하게 운전 영역 내에서 $V_{a_Load} > 0$ 이고 따라서 a상의 음의 방향으로 전류가 흐를 수 없다.

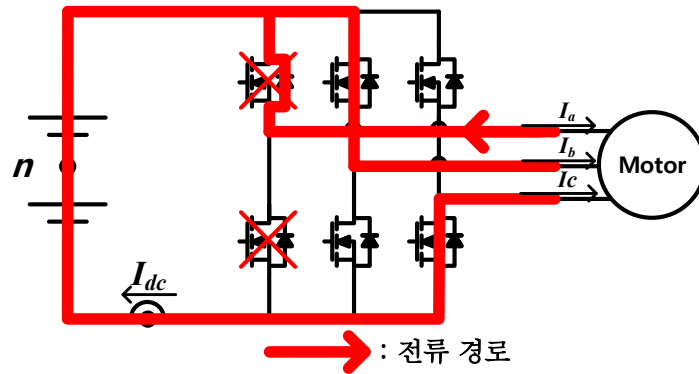


그림 3.19 스위칭 상태 2(X,1,0)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 전류 경로

표 3.7 스위칭 상태 2(X,1,0)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압

V_{an}	V_{sn}	V_{a_Load}
$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{2} - \left(\frac{V_{dc}}{6} + E_a \right) = \frac{V_{dc}}{3} - E_a$

(마) 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상 양의 방향으로 전류가 흐를 수 있는지에 대한 분석

a상 양의 방향으로 전류가 흐르기 위해서는 그림3.20과 같이 a상 아랫상 스위치 다이오드를 통해 전류 경로가 형성되어야 한다. 전류경로가 그림3.20과 같이 형성될 때 a상 폴전압 V_{an} , 중성단 전압 V_{sn} , a상 부하전압 V_{a_Load} 을 정리하면 표3.8과 같다.

E_a 의 부호와 무관하게 운전 영역 내에서 $V_{a_Load} < 0$ 이고 따라서 a상의 양의 방향으로 전류가 흐를 수 없다.

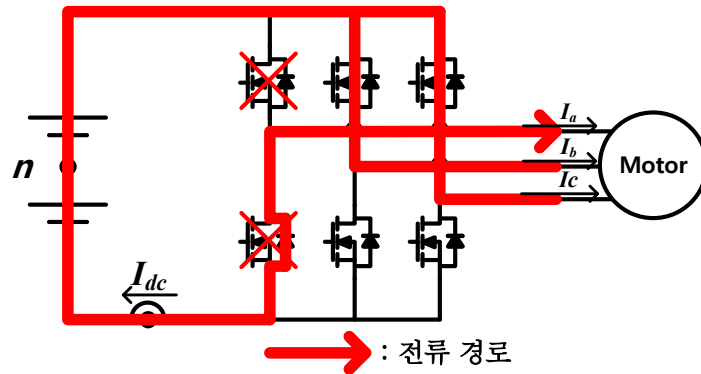


그림 3.20 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 전류 경로

표 3.8 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상에 양으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압

V_{an}	V_{sn}	V_{a_Load}
$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{2} - \left(\frac{V_{dc}}{6} + E_a\right) = -\frac{2V_{dc}}{3} - E_a$

(바) 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상 음의 방향으로 전류가 흐를 수 있는지에 대한 분석

a상 음의 방향으로 전류가 흐르기 위해서는 그림3.21과 같이 a상 윗상 스위치 다이오드를 통해 전류 경로가 형성되어야 한다. 전류경로가 그림3.21 과 같이 형성될 때 a상 폴전압 V_{an} , 중성단 전압 V_{sn} , a상 부하전압 V_{a_Load} 을 정리하면 표3.9 와 같다.

$E_a > 0$ 이면 $V_{a_Load} < 0$ 이고 따라서 a상의 음의 방향으로 전류가 흐를 수 있다.

$E_a < 0$ 이면 $V_{a_Load} > 0$ 이고 따라서 a상의 음의 방향으로 전류가 흐를 수 없다.

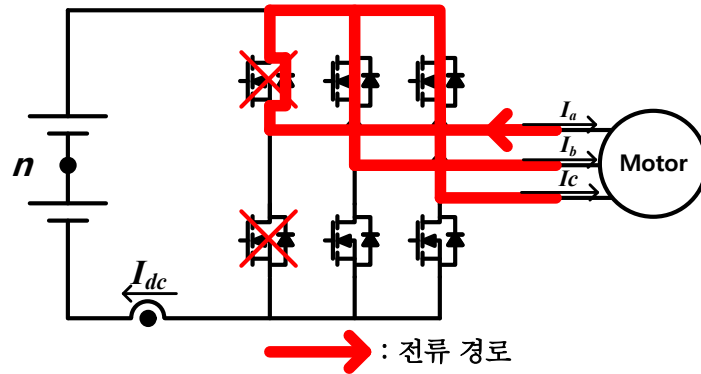


그림 3.21 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 전류 경로

표 3.9 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상에 음으로 전류 흐르는 경우 폴전압, 모터 중성단 전압, 부하전압

V_{an}	V_{sn}	V_{a_Load}
$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2} - \left(\frac{V_{dc}}{2} + E_a\right) = -E_a$

표 3.10 스위치 끈 상에 전류흐르는 경우

스위칭하는 상의 스위칭함수	E_{off}	I_{off}
(0,0)	$E_{off} < 0$	$I_{off} > 0$
(1,1)	$E_{off} > 0$	$I_{off} < 0$

위 분석에 따라 스위칭 상태1(X,0,0)에서 a상 역기전력이 음인 경우와 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상 역기전력이 양인 경우 스위치를 끈 a상에 전류가 흐른다는 것을 확인했다. 이는 a상 스위치를 끈 경우에 대해 분석한 것으로 b상스위치를 끈 경우와 c상 스위치를 끈 경우도 동일한 방법으로 분석 할 수 있다. 스위칭하는 상의 스위칭함수, 스위치 끈 상의 역기전력 E_{off} 의 부호에 따라 스위치를 끈 상에 도통하는 전류 I_{off} 를 정리하면 표3.10과 같다.

위 분석한 내용을 바탕으로 개루프 전류 제어와 벡터 제어 시스템 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않도록 스위칭을 인가한다.

3.2.2 개루프 전류 제어 시 스위칭 방법

스위치를 끈 상의 역기전력은 회전자 위치 및 속도에 따라 결정되고 고정전류운전 시 회전자 위치는 부하와 상전류의 크기에 따라 결정된다. 본 논문에서는 팬 모터를 기동하고 저속 운전하는 경우에 2상운전 개루프 전류 제어 방식을 사용하기 때문에 부하가 매우 작아 회전자 각도가 인가하는 전류 방향과 거의 일치한다고 가정한다. a상의 스위치를 꺼 방향 2 전류를 인가하는 경우와 방향 5 전류를 인가하는 경우를 예로 스위칭 방법을 분석한다.

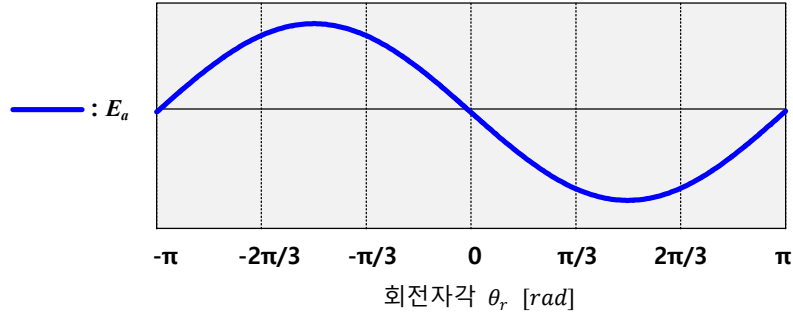


그림 3.22 a상 역기전력 E_a

방향 2전류를 인가하는 경우 회전자 각도 θ_r 는 직전에 인가하던 방향 1전류의 각도인 $\frac{\pi}{6}$ rad에서 출발해 방향 2 전류 벡터의 각도인 $\frac{\pi}{2}$ rad까지 회전한다. 그림3.22의 회전자 각도에 따른 a상 역기전력 E_a 를 확인하면 $\frac{\pi}{6} < \theta_r < \frac{\pi}{2}$ 에서 a상 역기전력 E_a 는 음이기 때문에 표3.10 에 따라 스위칭 상태 1(X,0,0)에서 a상 전류가 양으로 흐른다. 따라서 해당 스위칭 상태를 피하기 위해 스위칭 상태 2(X,1,0)와 스위칭 상태3(X,1,1)만 존재하도록 그림3.23 과 같이 스위칭을 한다.

방향 5전류를 인가하는 경우도 동일한 방법으로 분석한다. 방향 5전류를 인가하는 경우 회전자 각도 θ_r 는 직전에 인가하던 방향 4 전류의 각도인 $-\frac{5\pi}{6}$ rad에서 출발해 방향 5 전류 벡터의 각도인 $-\frac{\pi}{2}$ rad까지 회전한다. 그림 3.22를 참고하면 $-\frac{5\pi}{6} < \theta_r < -\frac{\pi}{2}$ 에서 a상 역기전력은 양으로 위 분석에 따라 스위칭 상태 3(X,1,1)에서 a상 전류가 음으로 흐른다. 따라서 해당 스위칭 상태를 피하기 위해 스위칭 상태 1(X,0,0)과 스위칭 상태2(X,0,1)만 존재하도록 그림 3.24와 같이 스위칭을 한다.

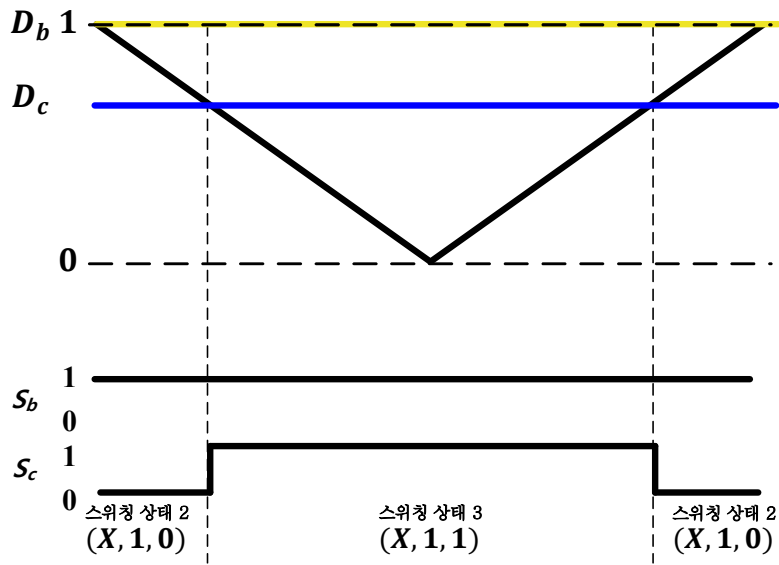


그림 3.23 개루프 전류 제어로 방향2 전류 인가 시 a상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법

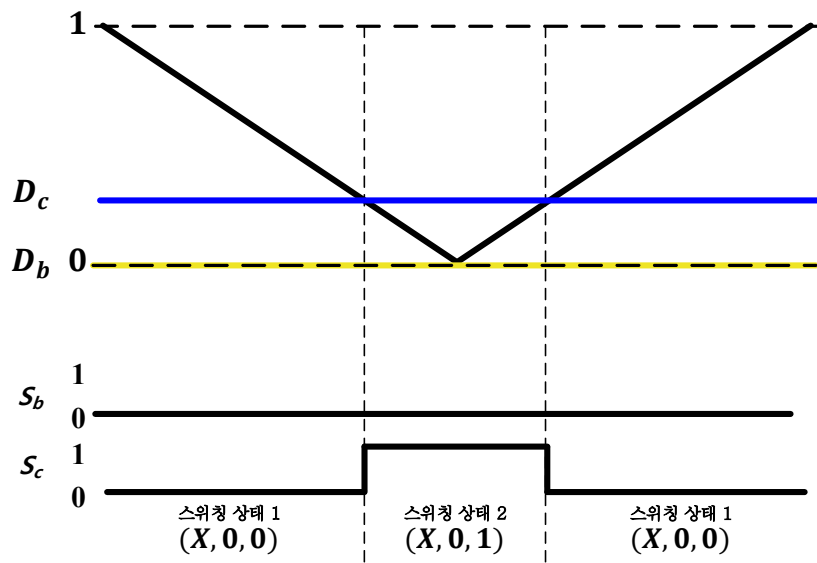


그림 3.24 개루프 전류 제어로 방향5 전류 인가 시 a상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법

표 3.11 개루프 전류 제어시 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법

전류지령 방향	a상 스위치	b상 스위치	c상 스위치
방향1	—	X	0
방향2	X	1	—
방향3	0	—	X
방향4	—	X	1
방향5	X	0	—
방향6	1	—	X

(—는 스위칭을 의미)

다른 방향의 전류를 인가할 때도 동일한 분석을 할 수 있으며 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않도록 스위칭 할 수 있다. 개루프 전류 제어시 전류 인가 방향에 따른 각 상의 스위칭 함수를 정리하면 표3.11과 같다.

3.2.3 벡터 제어시 스위칭 방법

벡터 제어 운전시 표3.2와 같이 회전자 위치의 90도 앞선 전류지령을 인가하며 운전한다. 회전자 섹터가 6일 때 방향 2 전류를 인가하는 경우와 섹터가 3일 때 방향 5 전류를 인가하는 경우를 예로 스위치 끈 상으로 전류가 흐르지 않는 스위칭 방법을 제안한다. 이하 분석은 제어위상차 $\theta_{r_diff} = 0$ 를 가정하고 분석한다.

회전자 섹터가 6 으로 방향 2 전류를 인가하는 경우 회전자 각도는 섹터 6 의 중심인 $-\frac{\pi}{6}$ 에서 출발해 섹터 1 의 중심인 $\frac{\pi}{6}$ 까지 회전한다. 그림 3.22 에 따르면 $-\frac{\pi}{6} < \theta_r < 0$ 에서 a 상 역기전력

E_a 는 양이기 때문에 표 3.10에 따라 스위칭 상태(X,1,1)에서 a상 전류가 음으로 흐른다. 또한 $0 < \theta_r < \frac{\pi}{6}$ 에서 a상 역기전력 E_a 는 음이기 때문에 표 3.10에 따라 스위칭 상태(X,0,0)에서 a상 전류가 양으로 흐른다. 따라서 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않도록 하기 위해 각 구간에서 특정 스위칭 상태를 피해야하고 이를 위해 그림 3.25와 같이 제어구간을 앞 절반과 뒤 절반으로 나눠 스위칭을 한다.

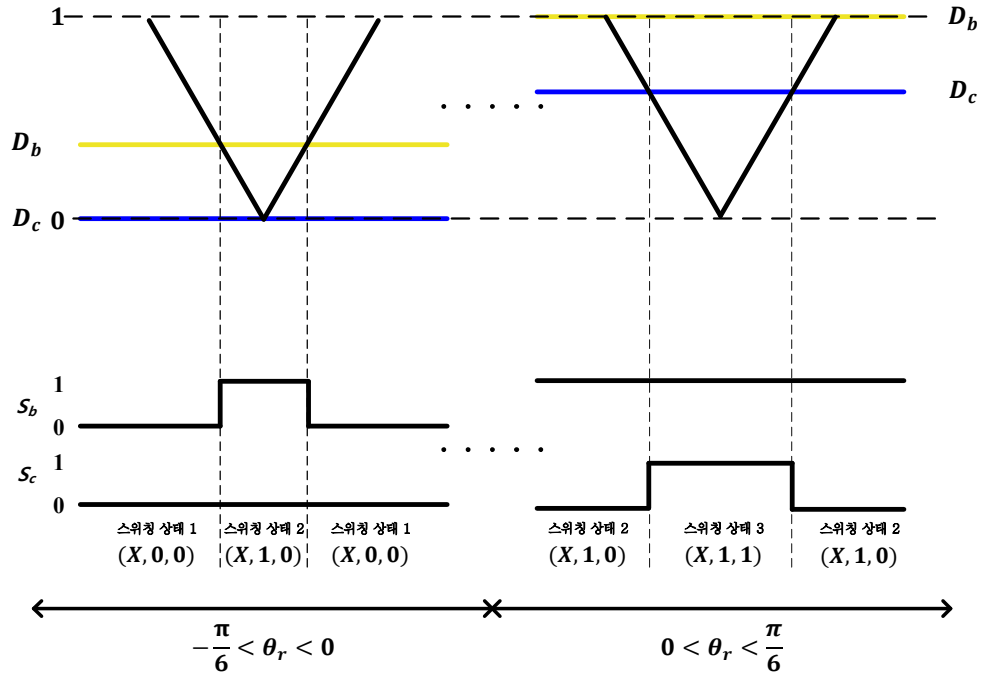


그림 3.25 벡터 제어로 방향2 전류 인가 시 a상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법

회전자 섹터가 3으로 방향 5 전류를 인가하는 경우 회전자 각도는 섹터 3의 중심인 $\frac{5\pi}{6}$ 에서 출발해 섹터 4의 중심인 $\frac{7\pi}{6}$ 까지 회전한다. 그림 3.22에 따르면 $\frac{5\pi}{6} < \theta_r < \pi$ 에서 a상 역기전력 E_a 는 음이기 때문에 표 3.10에 따라 스위칭 상태 (X,0,0)에서 a상 전류가 양으로 흐른다. 또한 $\pi < \theta_r < \frac{7\pi}{6}$ 에서 a상 역기전력 E_a 는 양이기 때문에 표 3.10에 따라 스위칭 상태 (X,1,1)에서 a상 전류가 음으로 흐른다. 따라서 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않도록 하기 위해 각 구간에서 특정 스위칭 상태를 피해야하고 이를 위해 그림 3.26과 같이 제어구간을 앞 절반과 뒤 절반으로 나눠 스위칭을 한다.

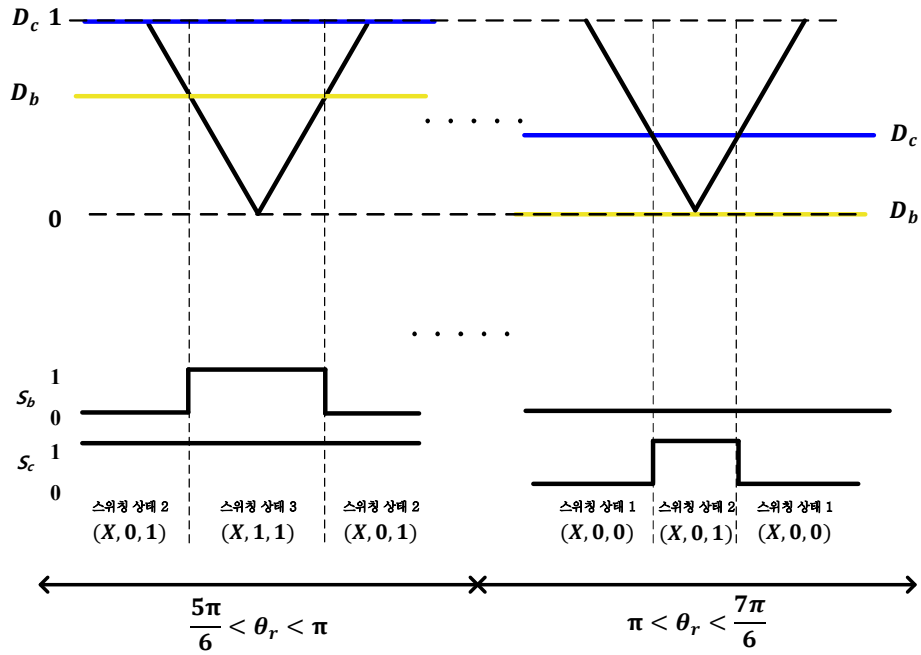


그림 3.26 벡터 제어로 방향5 전류 인가 시 a상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법

다른 방향의 전류를 인가할 때도 동일한 분석을 할 수 있으며 위 방법대로 스위칭을 인가하면 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않도록 할 수 있다. 벡터 제어 운전 시 회전자 섹터와 전류 인가 방향에 따른 각 상의 스위칭 함수를 정리하면 표 3.12와 같다.

표 3.12 벡터 제어 운전 시 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 스위칭 방법

회전자 섹터	전류지령 방향		a상 스위치	b상 스위치	c상 스위치
섹터 1	방향 4	앞 절반	0	X	—
		뒤 절반	—	X	1
섹터 2	방향 5	앞 절반	X	—	1
		뒤 절반	X	0	—
섹터 3	방향 6	앞 절반	—	0	X
		뒤 절반	1	—	X
섹터 4	방향 1	앞 절반	1	X	—
		뒤 절반	—	X	0
섹터 5	방향 2	앞 절반	X	—	0
		뒤 절반	X	1	—
섹터 6	방향 3	앞 절반	—	1	X
		뒤 절반	0	—	X

(—는 스위칭을 의미)

3.3 모터 모델링 및 전류제어기 설계

본 절에서는 2상운전시 모터 모델이 기존 3상 모터 모델과 다르다는 것을 보이고 분석한 모터 모델을 바탕으로 전류제어기를 설계한다. 또한 2상 운전 시 DC단 전류의 저역 통과 필터 출력을 사용해 상전류를 복원하는 방법을 제안한다.

3.3.1 모터 모델링

2상 운전 시 한 상의 스위치를 끄고 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않게 스위칭 하기 때문에 2개 상으로만 전류가 흐른다. 따라서 모터 모델은 기존 3상 모터 모델과 달라진다. a상의 스위치를 꺼 b상과 c상을 통해서 전류가 흐르는 경우 모터 모델은 그림 3.27과 같다.

a상 스위치를 꺼 a상으로는 전류가 흐르지 않기 때문에 a상에 존재하는 저항과 인덕터는 무시하고 b상과 c상만을 고려하도록 모터 모델을 수정한다. b상과 c상에 존재하는 저항, 인덕터, 역기전력을 단순화 해서 나타내면 그림 3.28과 수식 3.9와 같이 선간전압, 저항, 인덕턴스, 선간 역기전력으로 모델링된다. 이때 b상과 c상 사이의 선간전압을 V_{LL} , 선간 역기전력을 E_{L-L} , 상전류를 I_{phase} 로 표시한다.

$$V_{LL} = 2RI_{phase} + 2L\frac{dI_{phase}}{dt} + E_{L-L} \quad (3.9)$$

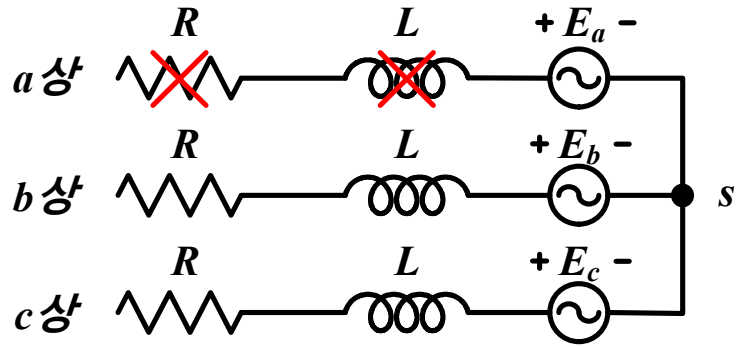


그림 3.27 a상으로 전류가 흐르지 않는 경우 3상 모터 모델

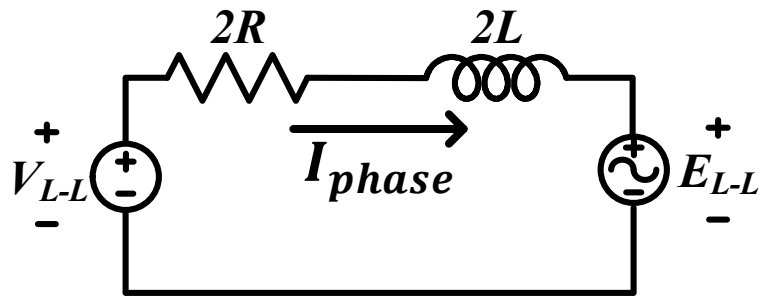


그림 3.28 한 상으로 전류가 흐르지 않을 때의 모터 모델

3.3 2 전류 제어기 설계

2상 운전 시 전류 지령의 방향은 운전 방법에 따라 순차적인 회전 또는 표 3.2로 결정되고 전류제어기는 전류의 크기만을 제어한다. 전류제어기는 비례, 적분제어기를 사용하고 제어구간동안 평균적으로 인가되는 선간 역기전력을 전향보상으로 사용해 그림 3.29와 같은 전류제어기를 구성한다.

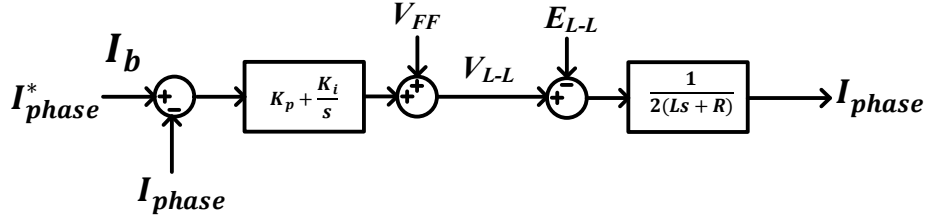


그림 3.29 전류제어기

전향보상으로 사용할 제어구간동안의 평균 역기전력은 개루프 전류 제어 방식과 벡터 제어방식에서 다르다. 개루프 전류 제어 방식에서 한 제어구간동안 인가되는 선간역기전력은 그림 3.5 에서 확인할 수 있다. 그림 3.5의 빗금 친 구간에서의 평균선간역기 전력은 식 (3.10)과 같다.

$$\overline{E_{LL}} = 1/\left(\frac{\pi}{3}\right) \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{3} \omega_r \lambda_f \cos \theta d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \omega_r \lambda_f \quad (3.10)$$

벡터 제어방식에서 한 제어구간동안 인가되는 선간역기전력은 그림 3.8에서 확인할 수 있다. 그림 3.8의 빗금 친 구간에서의 평균선간역기전력은 식 (3.11)과 같다.

$$\overline{E_{LL}} = 1/\left(\frac{\pi}{3}\right) \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3} \omega_r \lambda_f \cos \theta d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \omega_r \lambda_f \quad (3.11)$$

비례, 적분 제어기의 계수는 전류지령에 대한 전류 전달함수가 식 (3.12)와 같이 차단주파수가 ω_{cc} 인 1차 저역 통과 필터를 갖도록 식 (3.13)과 같이 결정한다.

$$\frac{I_{phase}}{I_{phase}} = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \quad (3.12)$$

$$\begin{cases} K_p = 2L\omega_{cc} \\ K_i = 2R\omega_{cc} \\ K_a = 1/K_p \end{cases} \quad (3.13)$$

3.3.3 상전류 복원 방법

2상 운전의 전류 제어를 위해서는 DC단 전류를 사용해 상전류를 복원해야 한다. 2상운전은 DC단 전류 출력에 저역 통과 필터를 사용하기 때문에 영전류를 인가할 때도 DC단 전류센서의 출력에 상전류 정보가 남아있다. 유효전압과 영전압을 인가하는 시간을 각각 T_{on} , T_{off} 로 표기하고 DC단에 흐르는 전류를 나타내면 그림 3.30과 같다. 그림 3.30은 저역 통과 필터의 차단주파수가 스위칭 주파수에 비해 굉장히 낮아 저역 통과 필터의 출력에 리플이 거의 보이지 않는 상황이다.

저역 통과 필터의 출력인 I_{dc_LPF} 는 유효전압인가 시와 영전압인가 시 모두 상전류 정보를 갖고 있다. 따라서 I_{dc_LPF} 를 측정해 상전류를 복원할 수 있으면 T_{min} 과 스위칭 주파수와 무관하게 상전류를 복원할 수 있다. I_{dc_LPF} 와 상전류 I_{phase} 의 관계는 식 (3.14)와 같다.

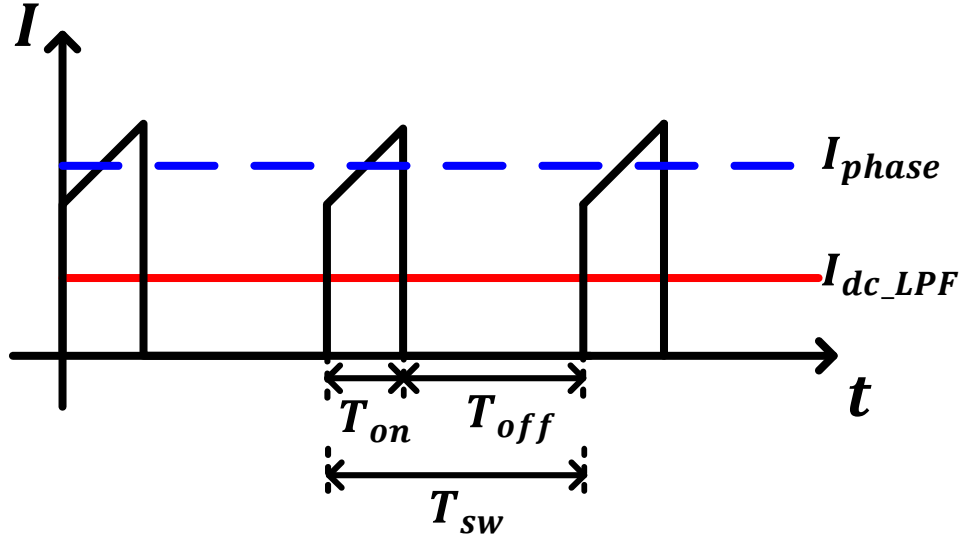


그림 3.30 DC단 전류 및 저역 통과 필터 출력, 복원한 상전류

$$I_{phase} = I_{dc_LPF} \times \frac{T_{sw}}{T_{on}} \quad (3.14)$$

또한 스위칭 주기 대비 유효전압을 인가하는 시간의 비율인 $\frac{T_{on}}{T_{sw}}$ 을 유효전압듀티 D_{on} 으로 정의하면 식 (3.14)는 식 (3.15)로 다시 나타낼 수 있다.

$$I_{phase} = I_{dc_LPF} \times \frac{1}{D_{on}} \quad (3.15)$$

위 상전류 복원 방법은 유효전압을 인가할 때의 DC단 전류를 측정해 상전류를 바로 복원하는 기존의 방법이 아닌 DC단 전류 저역 통과 필터의 출력과 스위칭 듀티를 사용해 상전류를 복원한다. 따라서 2상운전을 하며 본 상전류 복원방법을 사용하면 유효전압을 인가해야하는 최소 시간 T_{min} 과 스위칭 주파수와 무관하게 상전류를 복원할 수 있다.

저역통과 필터의 차단주파수는 측정 시점에 DC단 전류 저역 통과 필터의 출력이 상전류 크기 정보를 충분히 유지하도록 충분히 낮아야 한다. 차단주파수가 너무 높으면 그림과 같이 측정 순간의 저역 통과 필터 출력이 상전류 크기 정보를 잃어버리게 된다. 전류의 측정 시점은 스위칭을 인가하는 방법에 따라 영전압을 인가할 때 측정할 수도 있고 유효전압을 인가할 때 측정할 수도 있으며 그림 3.31에서는 영전압을 인가할 때 측정하는 경우를 표시한다.

또한 3.4절에서 다루는 센서리스 알고리즘을 위해서는 복원한 상전류에 위상 지연이 있어서는 안된다. 따라서 저역 통과 필터의 차단주파수는 상전류기본파 주파수의 10배 이상으로 설정한다.

본 논문에서는 80kHz 스위칭을 하며 기본파 주파수가 1kHz까지 운전을 하기 때문에 저역 통과 필터의 차단 주파수를 10kHz로 설정하였다.

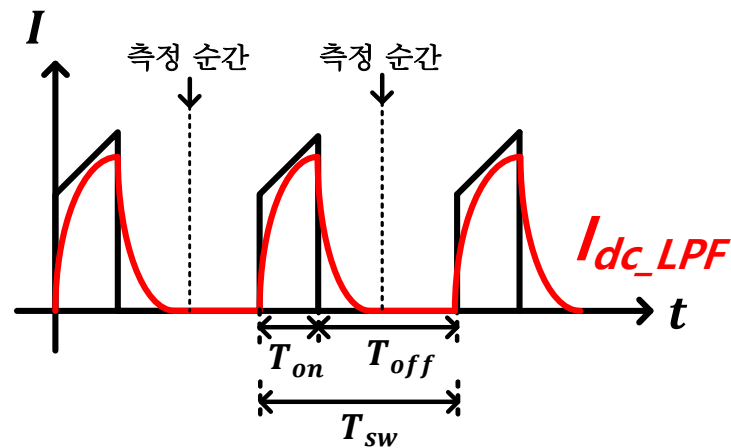


그림 3.31 DC단 전류 및 저역 통과 필터의 차단주파수가 높을 때의 저역 통과 필터 출력

3.4 센서리스 알고리즘

2상운전의 센서리스 알고리즘은 단상 모터의 역기전력기반 센서리스 알고리즘을 활용한다. 3상 모터와 3상 인버터를 사용해 운전하지만 매 제어시점마다 한 상의 스위치를 끄고 나머지 두 상으로 전류가 도통되며 운전하기 때문에 모터 모델은 단상 모터와 유사해진다. 따라서 단상 모터의 센서리스 알고리즘을 활용해 2상운전의 센서리스 알고리즘을 구성한다.

식 (3.9)에 의해 모터에 인가하는 선간전압과 저항, 인덕턴스, 상전류를 사용해 역기전력을 계산할 수 있다. 계산한 역기전력을 사용해 위상검출기를 구성하면 회전자 위치를 추정할 수 있다.

2상운전은 각 제어시점마다 스위치를 끄는 상이 바뀌기 때문에 계산할 수 있는 선간 역기전력도 제어 시점마다 바뀐다. 본 논문에서는 방향2와 방향5 전류를 인가해 a상을 끄고 b상과 c상 사이의 선간역기전력을 관찰할 수 있을 때 위상검출기를 동작해 각도와 속도를 추정한다. 나머지 제어구간에서는 그림 3.32와 같이 마지막으로 추정된 각도와 속도를 사용해 속도를 단순 적분하는 방식으로 각도를 계산한다.

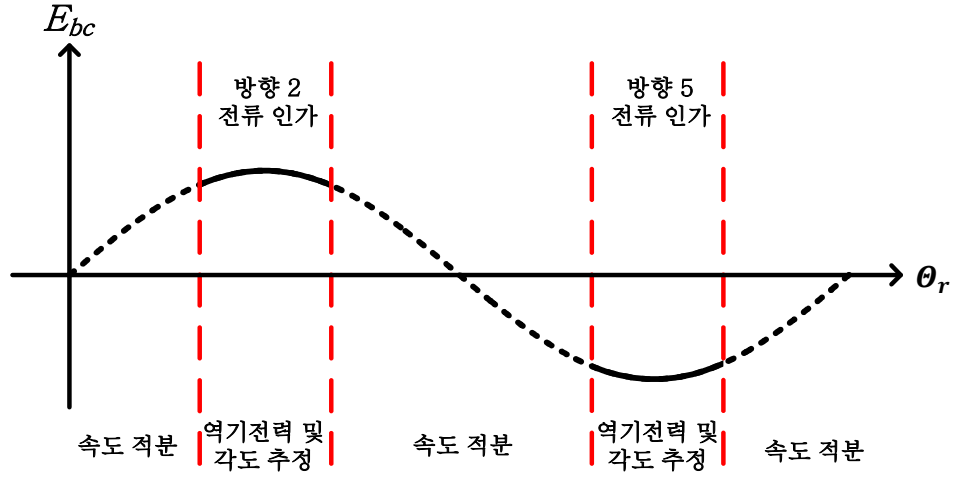


그림 3.32 전류 인가 방향에 따른 회전자 위치 추정 방법

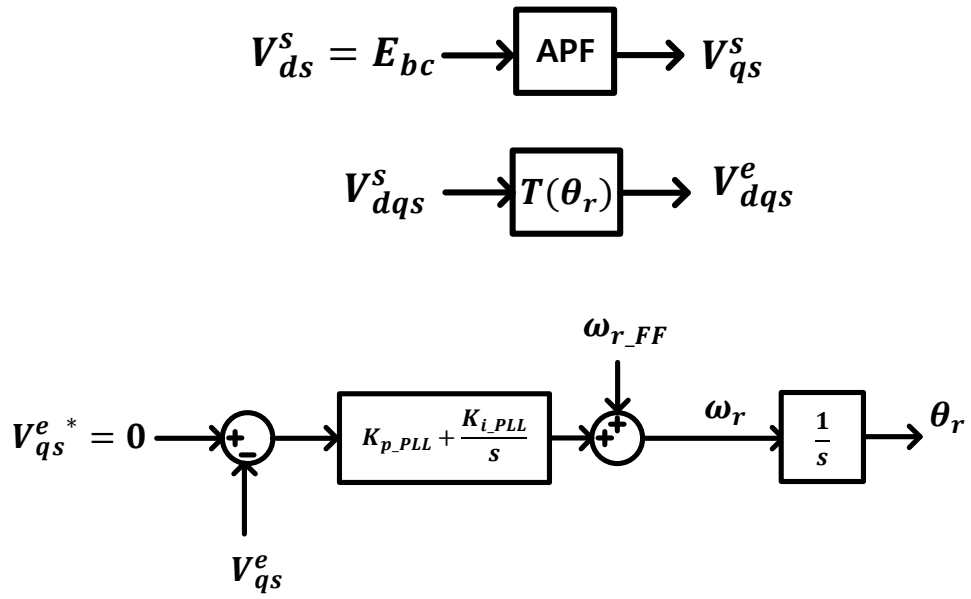


그림 3.33 위상 관측기 제어 블록도

방향 2와 방향 5 전류를 인가할 때 식 (3.9)를 사용해 b상과 c 상 사이의 선간역기전력 E_{bc} 를 추정한다. 추정한 역기전력 E_{bc} 를 정지좌표계 d축 전압으로 설정하고 90° 위상지연된 전압을 정지좌표계 q축 전압으로 설정한 후 회전자 동기좌표계의 q축 전압이 0이 되도록 그림 3.33과 같이 제환제어기를 구성한다.

위상검출기의 비례, 적분계수는 회전자 각도에 대한 추정각도 전달함수가 식 (3.16)과같이 되도록 식 (3.17)과 같이 정한다.

$$\frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{2\zeta\omega s + \omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \quad (3.16)$$

$$\begin{cases} K_{p_PLL} = -2\zeta\omega/E \\ K_{i_PLL} = -\omega^2/E \\ E = \sqrt{3}\omega_r\lambda_f \end{cases} \quad (3.17)$$

그림 3.33과 같은 위상검출기를 사용해 방향 2와 방향 5 전류를 인가할 때 회전자 위치와 속도를 추정하고 이 때 추정한 각도에 속도를 적분해 제어에 사용한다.

3.5 데드타임에 의한 오차 및 보상

2상운전의 전류 복원은 스위칭인가시간에 의존하기 때문에 데드타임에 의한 유효전압인가시간의 오차는 즉 측정 전류의 오차로 나타난다. 또한 센서리스 알고리즘에서도 제어기가 인가하는 선간 전압과 실제로 모터에 인가되는 선간 전압 또한 데드타임에 의해 오차가 발생하기 때문에 데드타임에 의한 전압 오차는 추정 각도의 오차로 나타난다. 특히 본 논문이 다루는 고속 스위칭 운전에서는 데드타임에 의한 오차가 크기 때문에 데드타임의 영향분석 및 보상이 더욱 중요하다. 따라서 데드타임에 의해 유효전압 인가시간이 어떻게 달라지는지 분석하고 그 오차를 보상하는 방법을 분석한다.

방향2 전류를 인가하는 경우를 예로 데드타임에 의한 유효전압 인가 시간의 변화를 분석한다. 방향 2 전류를 인가 할 때 스위칭 캐리어와 스위칭 함수를 그림 3.34 과 같이 인가하는 경우를 분석한다. 이 때 b상의 스위치는 항상 윗상의 스위치를 키고 있기 때문에 데드타임을 고려할 필요 없고 c상 스위치의 데드타임을 고려하면 된다.

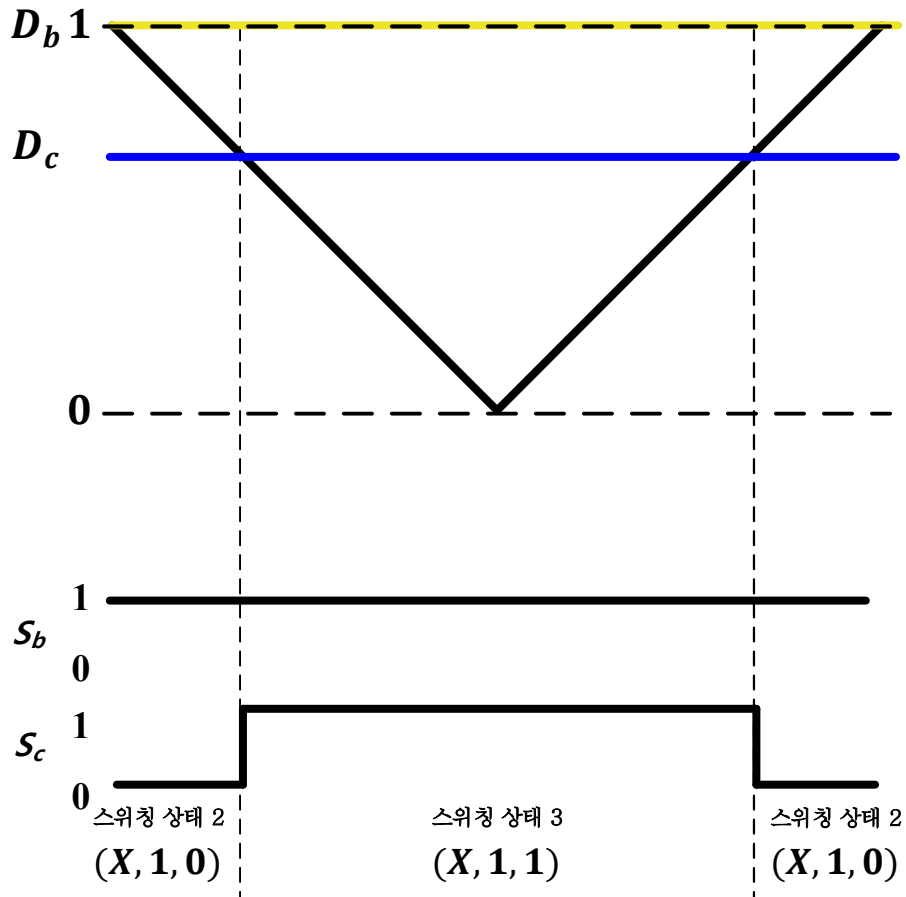


그림 3.34 방향2 전류 인가 시 스위칭 방법 예

그림 3.34과 같이 방향 2 전류를 인가할 때 데드타임이 존재하지 않는 경우와 존재하는 경우에 대해 c상의 윗상, 아랫상 스위치의 스위칭 함수를 나타내면 그림 3.35와 같다. C_H 는 c상의 윗상 스위치를 의미하고 C_L 는 c상의 아랫상 스위치를 의미하며 1은 스위치를 키는 것, 0은 스위치를 끄는 것을 의미한다.

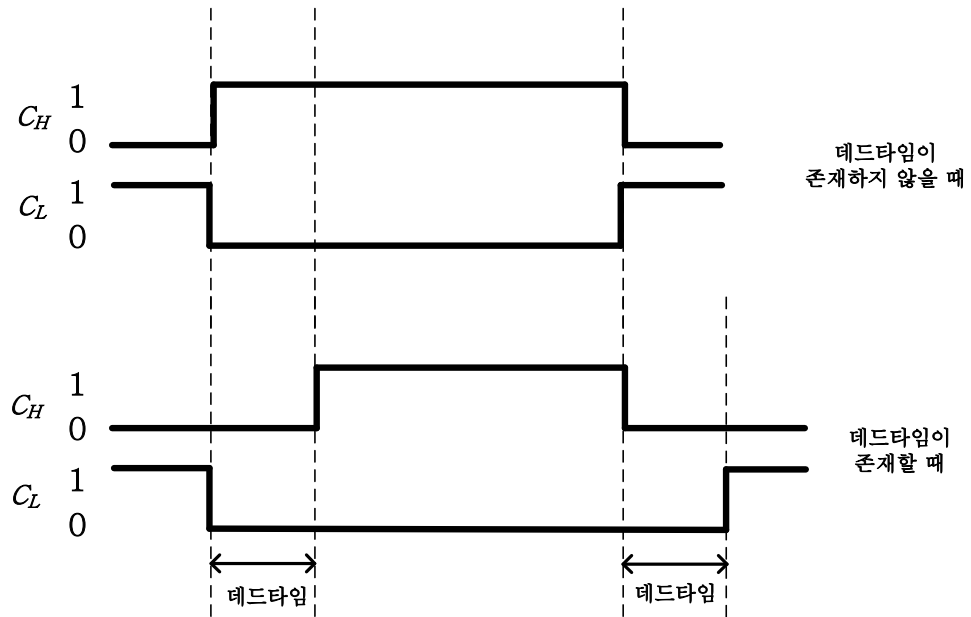


그림 3.35 방향2 전류 인가 시 데드타임이 존재하지 않는 경우와 존재하는 경우의 c상 스위칭 함수

데드타임 동안 c상의 폴전압과 DC단에 흐르는 전류는 데드타임 동안 c상의 전류방향으로 결정된다. 방향2 전류를 인가하는 동안 c상의 전류는 음으로 흐르기 때문에 이때 c상의 폴전압은 $\frac{V_{dc}}{2}$ 이다. 또한 데드타임 동안 전류의 경로는 그림 3.36과 같이 형성되기 때문에 이 구간 동안은 유효전압이 아닌 영전압이 인가되고 DC단으로 전류가 흐르지 않는다. 따라서 데드타임 동안 유효전압대신 영전압이 인가되기 때문에 이로 인한 유효전압 인가 시간의 변화를 상전류 복원 및 센서리스 알고리즘에서 보상해야 한다.

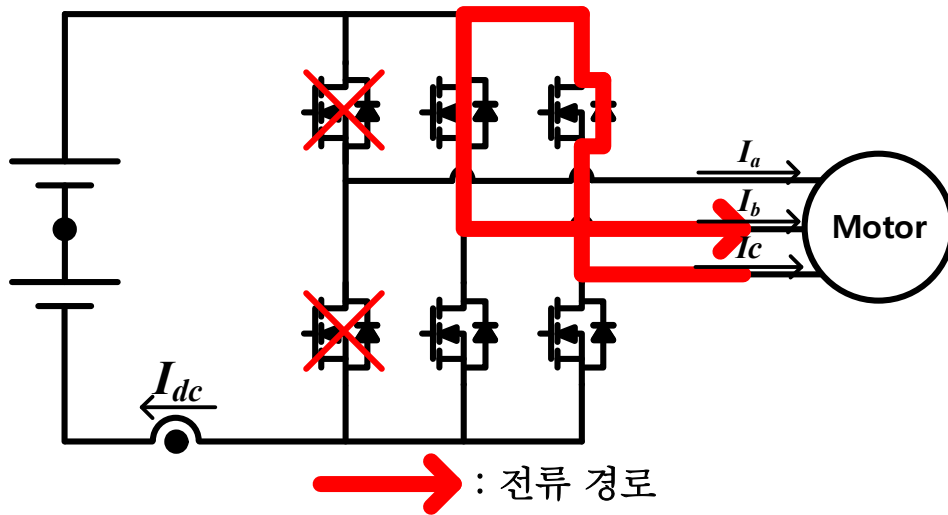


그림 3.36 데드타임 동안의 전류 경로

데드타임을 고려하지 않았을 때 상전류 복원 방법은 식 (3.15)와 같다. 유효전압을 인가하는 시간이 데드타임에 의해 감소하기 때문에 제어기의 출력으로 계산한 D_{on} 에 비해 실제로 유효전압을 인가하는 시간이 감소하고 식 (3.15)는 변경이 필요하다.

스위칭 주기가 T_{sw} 이고 데드타임이 T_{dead} 인 경우 해당 스위칭 주기에서 데드타임에 해당하는 데드타임듀티 D_{dead} 는 식 (3.18)과 같다.

$$D_{dead} = \frac{T_{dead}}{T_{sw}} \quad (3.18)$$

따라서 유효전압을 인가하는 듀티가 제어기 출력으로 계산한 D_{on} 에서 D_{dead} 만큼 감소하기 때문에 식 (3.15)는 식 (3.19)로 변경되어야 한다.

$$I_{phase} = I_{dc_LPF} \times \frac{1}{D_{on} - D_{dead}} \quad (3.19)$$

또한 데드타임에 의해 모터에 인가되는 선간 전압 또한 변경된다. 전류제어기의 출력인 선간 전압을 이용해 센서리스 알고리즘을 동작하는데 그림 3.35와 그림 3.36을 통해 확인한 것과 같이 데드타임 동안 유효전압이 아닌 영전압이 인가되고 이로 인해 모터에 인가되는 선간전압이 감소한다. 데드타임을 고려하지 않는 경우 모터에 인가되는 선간전압 V_{L-L} 은 식 (3.20)과 같다.

$$V_{L-L} = V_{dc} \times D_{on} \quad (3.20)$$

하지만 데드타임에 의해 실제로 유효전압을 인가하는 듀티가 D_{dead} 만큼 감소하기 때문에 실제 모터에 인가되는 선간 전압은 식 (3.21)로 변경되어야 한다.

$$V_{L-L} = V_{dc} \times (D_{on} - D_{dead}) \quad (3.21)$$

위와 동일한 분석을 방향 5 전류를 인가하는 경우에 데드타임에 의한 유효전압 인가 시간의 변화를 분석한다. 방향 5 전류를 인가할 때 스위칭 캐리어와 스위칭 함수를 그림 3.34 과 같이 인가하는 경우를 분석한다. 이때 b상의 스위치는 항상 아랫상의 스위치를 키고 있기 때문에 데드타임을 고려할 필요 없고 c상 스위치의 데드타임을 고려하면 된다.

그림 3.37과 같이 방향 5 전류를 인가할 때 데드타임이 존재하지 않는 경우와 존재하는 경우에 대해 c상의 윗상, 아랫상 스위치의 스위칭 함수를 나타내면 그림 3.38과 같다.

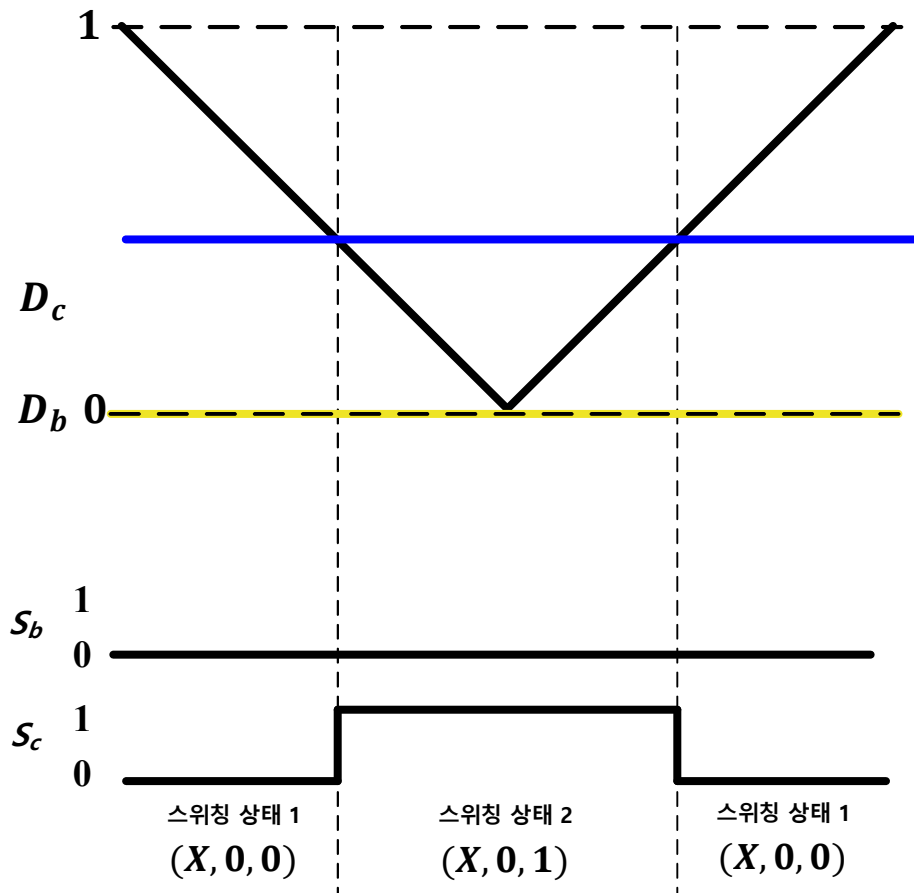


그림 3.37 방향5 전류 인가 시 스위칭 방법

데드타임 동안 c 상의 풀전압과 DC단에 흐르는 전류는 데드타임 동안 c 상의 전류방향으로 결정된다. 방향 5전류를 인가하는 동안 c 상의 전류는 양으로 흐르기 때문에 이때 c 상의 풀전압은 $-\frac{V_{dc}}{2}$ 이다. 또한 데드타임동안 전류의 경로는 그림 3.39와 같이 형성되기 때문에 이 구간동안은 유효전압이 아닌 영전압이 인가되고 DC단으로 전류가 흐르지 않는다.

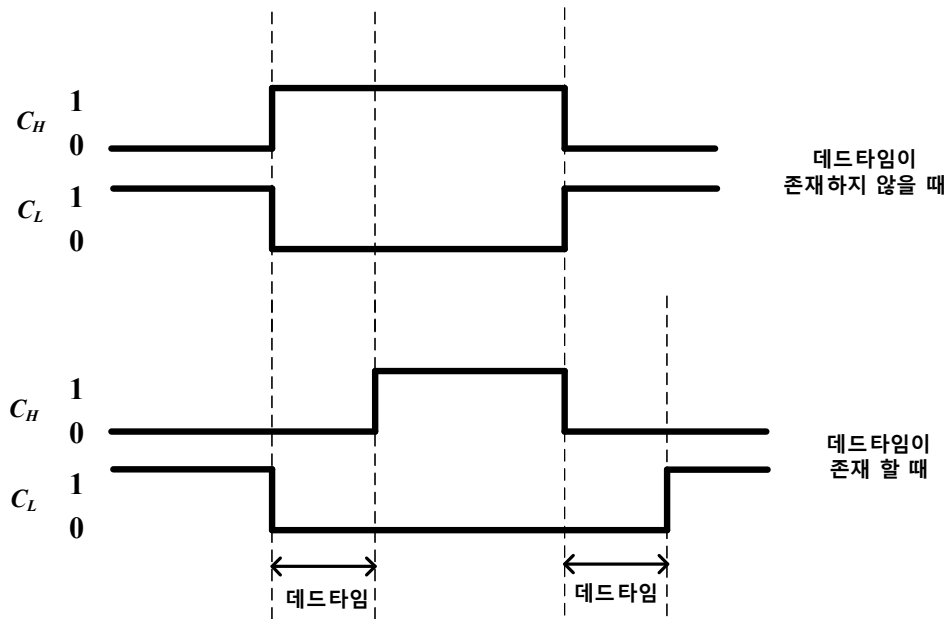


그림 3.38 방향5 전류 인가 시 데드타임이 존재하지 않는 경우와 존재하는 경우의 c상 스위칭 함수

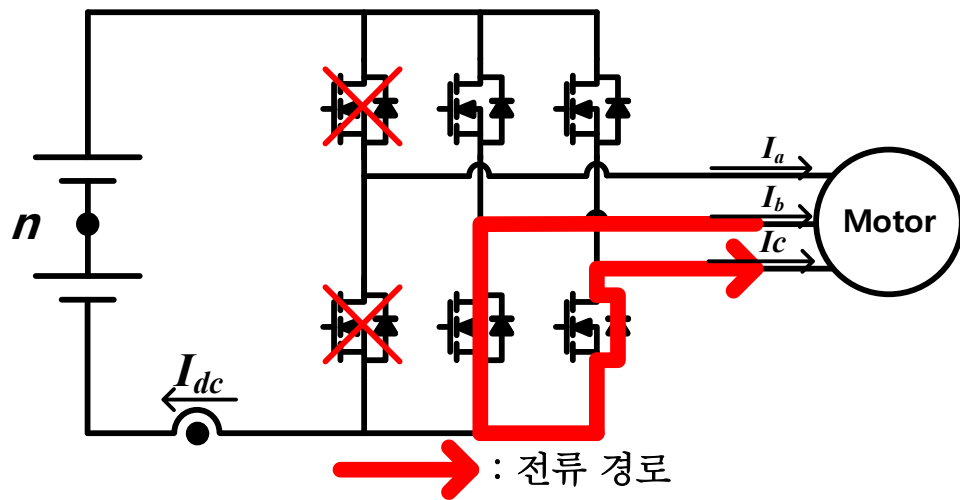


그림 3.39 데드타임 동안의 전류 경로

따라서 데드타임동안 유효전압이 아닌 영전압이 흐르기 때문에 제어기의 출력으로 계산한 D_{on} 에 비해 실제로 모터에 유효전압을 인가하는 시간이 감소한다. 따라서 방향 5 전류를 인가하는 경우, 방향 2 전류를 인가하는 경우와 동일하게 상전류 복원은 식 (3.19)를 사용하고 센서리스 알고리즘에 사용할 선간전압은 식 (3.21)을 사용해야 한다.

위 분석과 동일한 방법으로 데드타임에 의한 영향이 모든 방향의 전류를 인가할 때 동일하다는 것을 알 수 있다. 또한 벡터 제어에 대해서도 동일한 분석을 하면 데드타임에 의한 영향이 동일하기 때문에 식 (3.19)와 식 (3.21)을 사용해 데드타임오차를 보상할 수 있다.

제 4장 실험 결과

본 장에서는 3장에서 서술한 2상운전의 운전방법, 상전류 복원방법, 스위칭 방법 등을 실험을 통해 검증한다. 본 논문에서 사용한 영구자석전동기의 주요 제정수는 표 4.1과 같다. 또한 2상운전의 주요 운전 변수는 표 4.2와 같다.

표 4.1 영구자석전동기 주요 제정수

항목	표시	값
인버터 DC단 전압	V_{dc}	15V
정격 전류	I_{rate}	29A
극 수	$Pole$	4극
상저항	R_s	42m Ω
상인덕턴스	L_d/L_q	4.5/4.7mH
자속밀도	λ_f	0.51mV/(rad/s)

표 4.2 2상 운전 주요 변수

항목	표시	값
스위칭 주파수	F_{sw}	80kHz
전류 제어기 대역폭	F_{cc}	1Hz
위상 관측기 대역폭	F_{PLL}	50Hz
DC단 전류 저역 통과 필터 차단 주파수	F_{LPF}	10kHz

4.1 상전류 복원

본 절에서는 2상 운전의 상전류 복원 방법을 검증한다. 전류 지령의 방향은 고정하고 전류 제어기를 동작해, 한 상으로는 전류가 흐르지 않고 두 상으로 일정한 DC전류가 흐르도록 제어하며 상전류 복원 알고리즘과 데드타임 보상 알고리즘을 검증한다.

상전류 크기를 15A로 제어하며 방향 2 전류를 인가할 때 DC단에 흐르는 전류와 저역통과 필터의 출력은 그림 4.1과 같다. 3.3.3에서 다룬 것과 같이 유효전압이 인가될 때 DC단에 상전류가 흐르고 영전압이 인가될 때 DC단에는 전류가 흐르지 않는다는 것을 확인할 수 있다. 또한 영전압을 인가할 때도 상전류 크기 정보가 저역 통과 필터의 출력에 남아 있다는 것을 확인할 수 있다.

본 실험에서 스위치 데드타임 T_{dead} 는 300 nsec로 이에 해당하는 데드타임 듀티 D_{dead} 는 0.048이다. 데드타임보상을 하지 않고 상전류 크기를 15A로 제어하는 경우 실제 상전류 및 복원한 상전류는 그림 4.2와 같다.

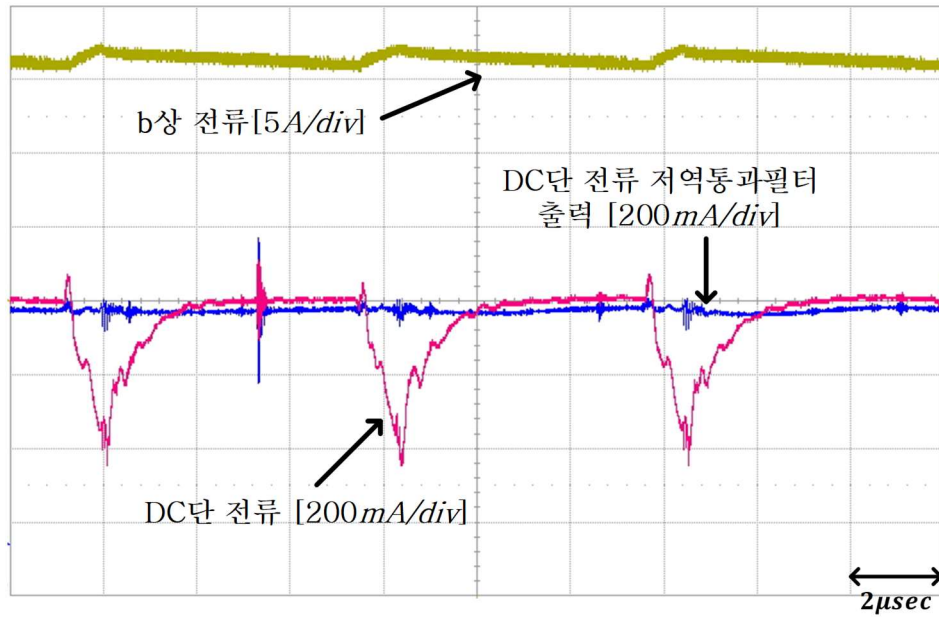


그림 4.1 상전류와 DC단 전류 및 DC단 전류 저역 통과 필터 출력

그림 4.2에서 상전류의 크기 지령을 15A로 인가했지만 상전류 크기가 20A로 제어되는 것을 확인할 수 있다. 이는 데드타임에 의한 유효전압 인가시간변화가 보상되지 않아 발생한 것으로 복원한 상전류가 실제 상전류와 다른 것을 확인할 수 있다.

3.6에서 다른 데드타임 보상 알고리즘을 사용해 동일한 제어를 하면 실제 상전류 및 복원한 상전류는 그림 4.3과 같다. 데드타임에 의한 유효전압 인가 시간의 변화를 식 3.19를 사용해 보상하였고 따라서 상전류의 크기를 정확히 복원하였다.

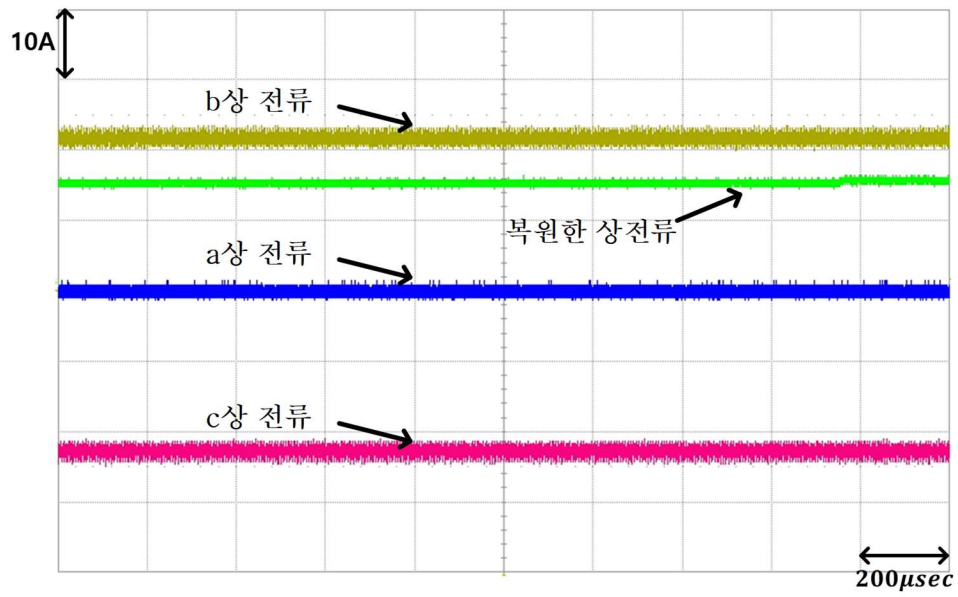


그림 4.2 데드타임 보상하지 않고 전류 제어 시 상전류 및 복원한 상전류

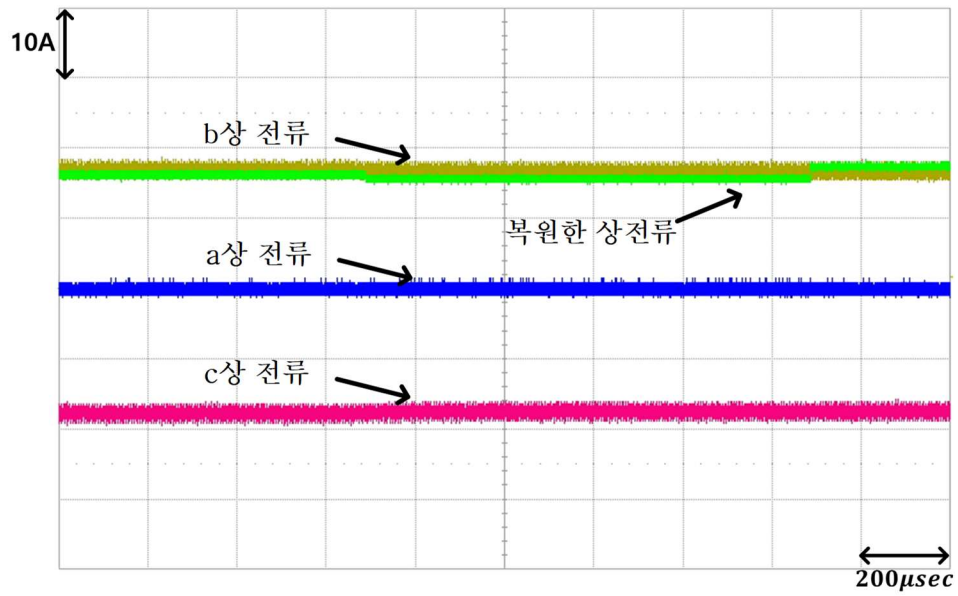


그림 4.3 데드타임을 보정한 전류제어 시 상전류 및 복원한 상전류

4.2 개루프 전류 제어

본 절에서는 제안하는 개루프 전류 제어 운전으로 기동 및 운전이 가능함을 보이고 개루프 전류 제어 운전의 실험결과를 분석한다. 스위치 끈 상 전류를 고려하지 않은 스위칭 방법과 스위치 끈 상으로 전류가 흐르지 않는 스위칭 방법을 각각 적용해 제안하는 스위칭 방법이 유효함을 검증한다.

4.2.1 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 개루프 전류 제어

스위치 끈 상 전류를 고려하지 않는 스위칭 방법으로 운전 시 상 전류의 형태와 복원한 상전류, 스위치 끈 상의 전류를 확인한다. 상전류의 크기를 15A로 제어하며 10,000 r/min 운전할 때 a상, b상, c상의 전류는 그림 4.4와 같다. 또한 상전류 크기 지령 및 복원한 상전류를 a상 전류와 함께 나타내면 그림 4.5와 같다.

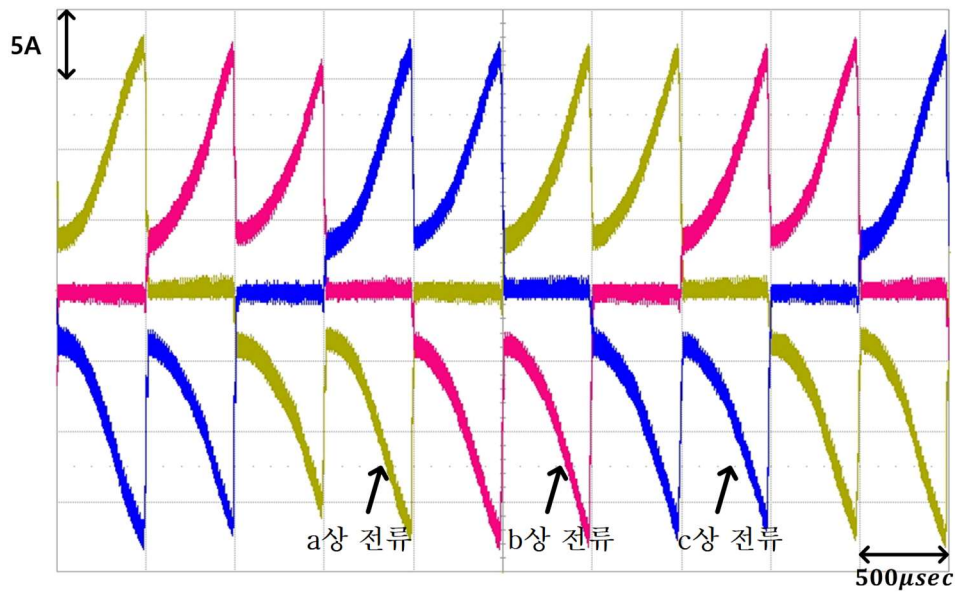


그림 4.4 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 개루프 전류 제어 운전 시 상전류

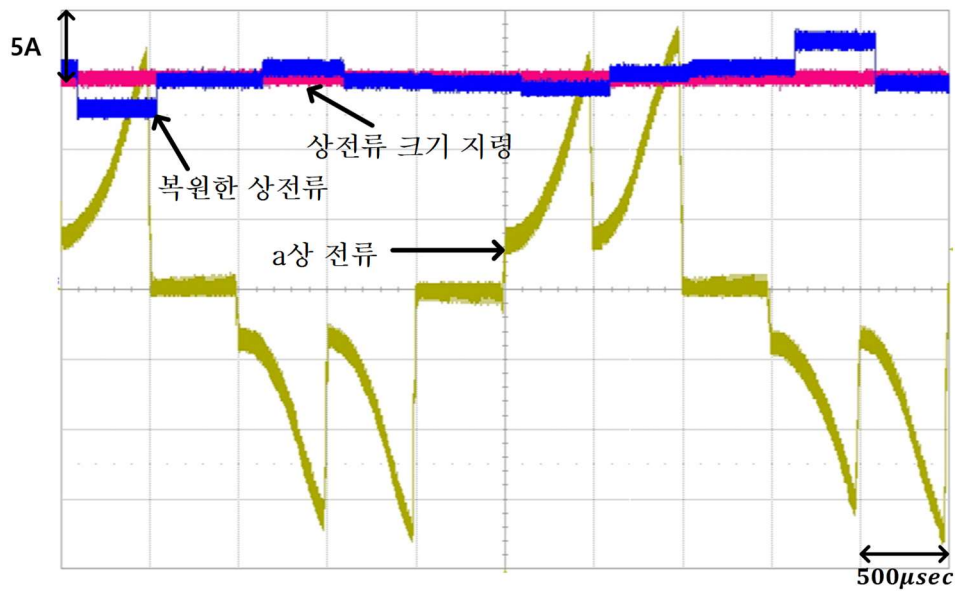


그림 4.5 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 개루프 전류 제어 운전 시 a상 전류 및 상전류 크기 지령과 복원한 상전류

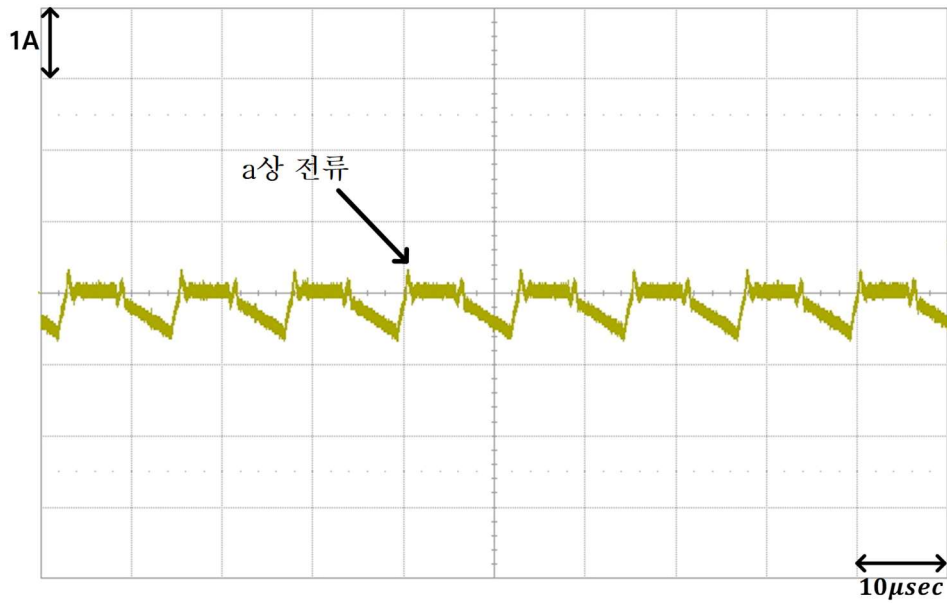


그림 4.6 스위치 끈 상 전류를 고려하지 않은 개루프 전류 제어
운전 시 방향 5 전류를 인가할 때 a상 전류

우선 그림 4.4와 그림 4.5를 통해 상전류 복원이 잘 되고 있으며 전류가 순차적으로 인가됨을 확인할 수 있다. 하지만 스위치 끈 상의 전류를 고려하지 않고 3.13과 같은 방법으로 스위칭을 하기 때문에 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르게 된다. a상 스위치를 끄고 방향 5 전류를 인가할 때 a상 전류를 확대하면 그림 4.6과 같다.

표 3.10에 따라 스위치를 끈 a상의 역기전력이 양수고 b상과 c상이 모두 윗상의 스위치를 키면 a상 전류가 음으로 흐른다. 그림 4.6에서 해당 스위칭 상태에서 a상으로 음의 방향의 전류가 흐른다는 것을 확인 할 수 있다. 그림 4.6과 같이 스위치 끈 상에 전

류가 흐르면 모터 모델, 센서리스 알고리즘 등에 오차가 발생하기 때문에 스위치 끈 상으로 전류가 흐르지 않는 스위칭 방법을 적용해야 한다.

4.2.2 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 개루프 전류 제어

스위치 끈 상으로 전류가 흐르지 않는 스위칭 방법으로 운전 시 상전류의 형태와 복원한 상전류, 스위치 끈 상의 전류를 확인한다. 상전류의 크기를 15A로 제어하며 10,000 r/min 운전할 때 a상, b상, c상의 전류는 그림 4.7과 같다. 또한 상전류 크기 지령 및 복원한 상전류를 a상 전류와 함께 나타내면 그림 4.8와 같다.

상전류 복원이 잘 되고 있으며 전류가 순차적으로 인가됨을 확인할 수 있다. 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않도록 하기 위해서 표 3.11을 따라 스위칭을 인가하면 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않는다. a상 스위치를 끄고 방향 5전류를 인가할 때 a상 전류를 확대하면 그림 4.9와 같다.

제안하는 스위칭 방법을 사용하면 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않는다는 것을 그림 4.9에서 확인할 수 있다. 제안하는 스위칭 방법을 사용해 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않으면 3장에서 제안한 모터 모델링 및 전류제어기, 센서리스 알고리즘이 유효하게 된다.

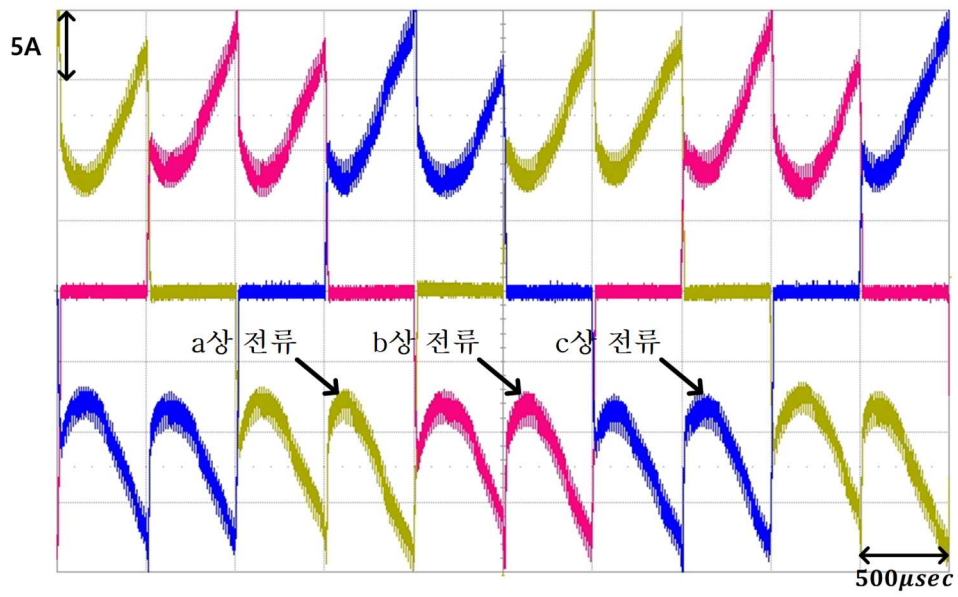


그림 4.7 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 개루프 전류 제어
운전 시 상전류

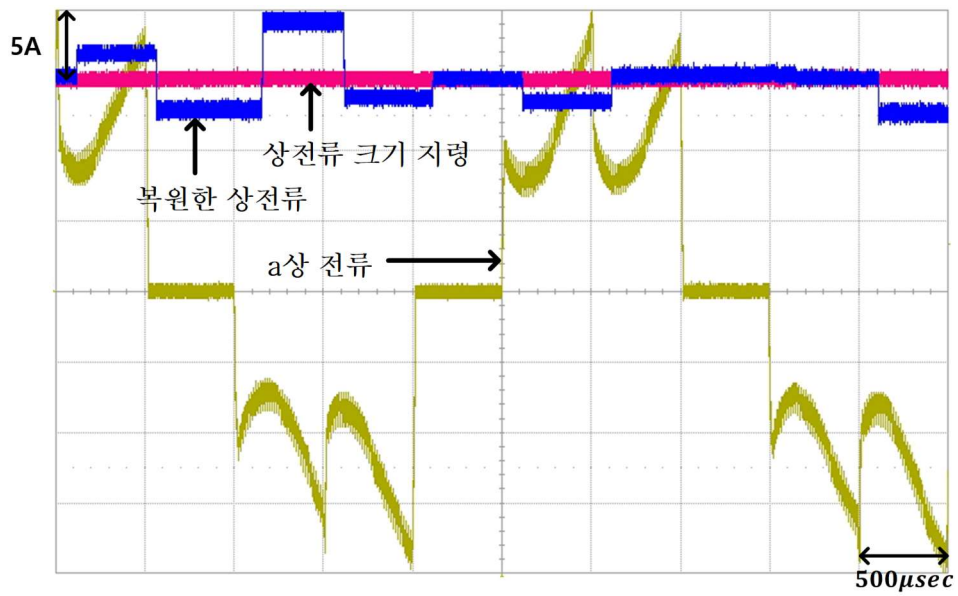


그림 4.8 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 개루프 전류 제어
운전 시 a상 전류 및 상전류 크기 지령과 복원한 상전류

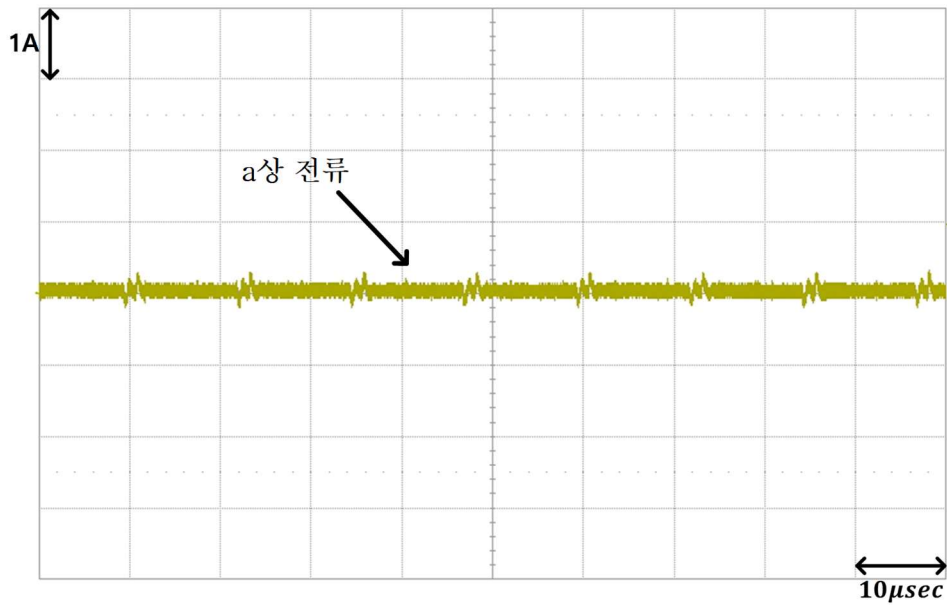


그림 4.9 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 개루프 전류 제어
운전 시 방향 5 전류를 인가할 때 a상 전류

4.3 벡터 제어

본 절에서는 제안하는 센서리스 알고리즘을 통해 각도와 속도를 추정할 수 있음을 보이고 벡터 제어 운전의 실험결과를 분석한다. 또한 스위치 끈 상 전류를 고려하지 않는 스위칭 방법과 스위치 끈 상으로 전류가 흐르지 않는 스위칭 방법을 각각 적용해 제안하는 스위칭 방법이 유효함을 검증한다.

4.3.1 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 벡터 제어

스위치 끈 상 전류를 고려하지 않는 스위칭 방법으로 벡터 제어 운전 시 상전류의 형태와 복원한 상전류, 스위치 끈 상의 전류를 확인한다. 상전류의 크기를 3A로 제어하며 운전할 때 a상, b상, c상의 전류는 그림 4.10과 같다. 또한 상전류 크기 지령 및 복원한 상전류를 a상 전류와 함께 나타내면 그림 4.11과 같다.

상전류 복원이 오차 없이 잘 되고 있으며 전류가 순차적으로 인가됨을 확인할 수 있다. 하지만 스위치 끈 상의 전류를 고려하지 않고 스위칭을하기 때문에 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르게 된다. a상 스위치를 끄고 방향 5전류를 인가할 때 a상 전류를 확대하면 그림 4.12와 같다.

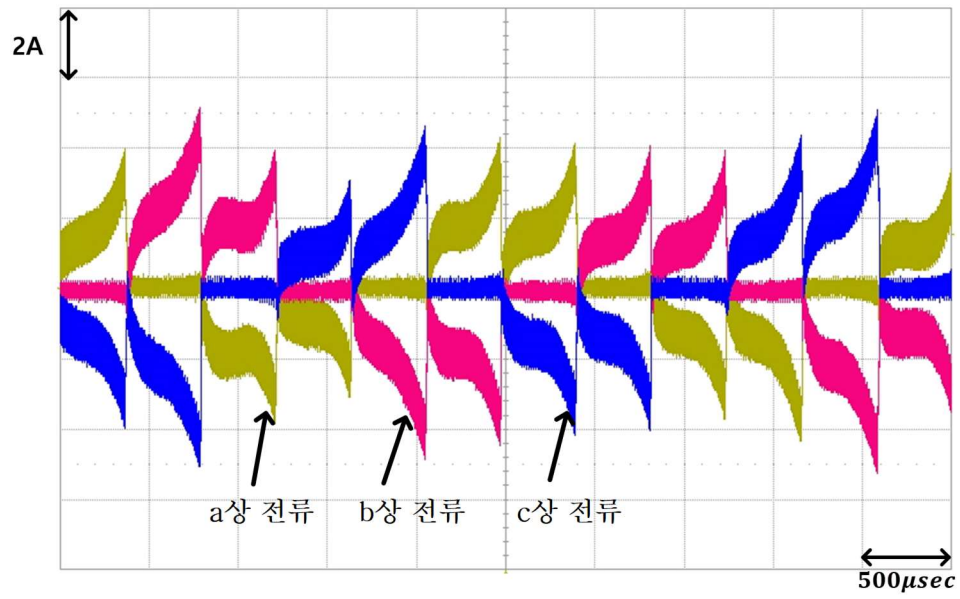


그림 4.10 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 벡터 제어 운전 시 상전류

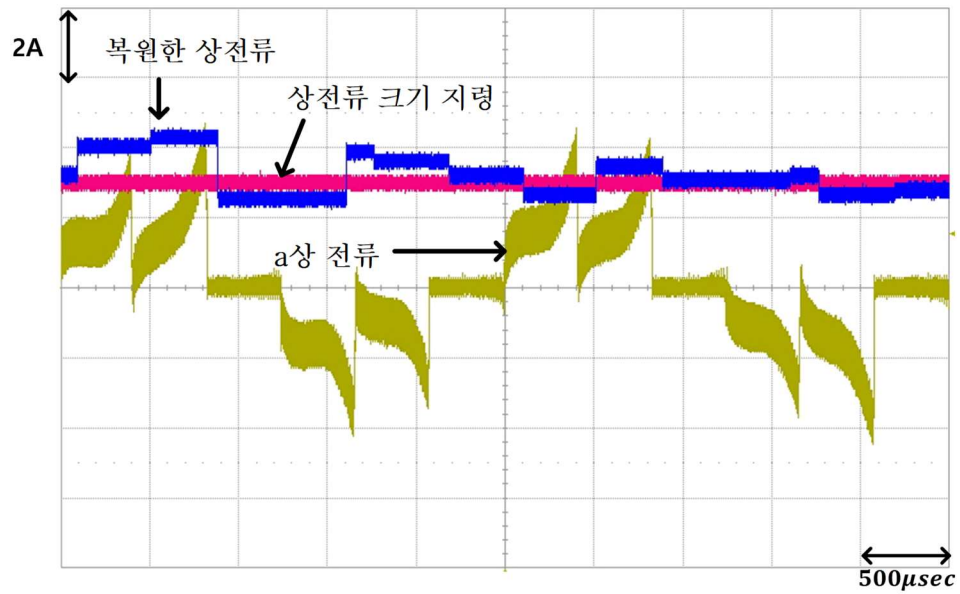


그림 4.11 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 벡터 제어 운전 시 a 상 전류 및 상전류 크기 지령과 복원한 상전류

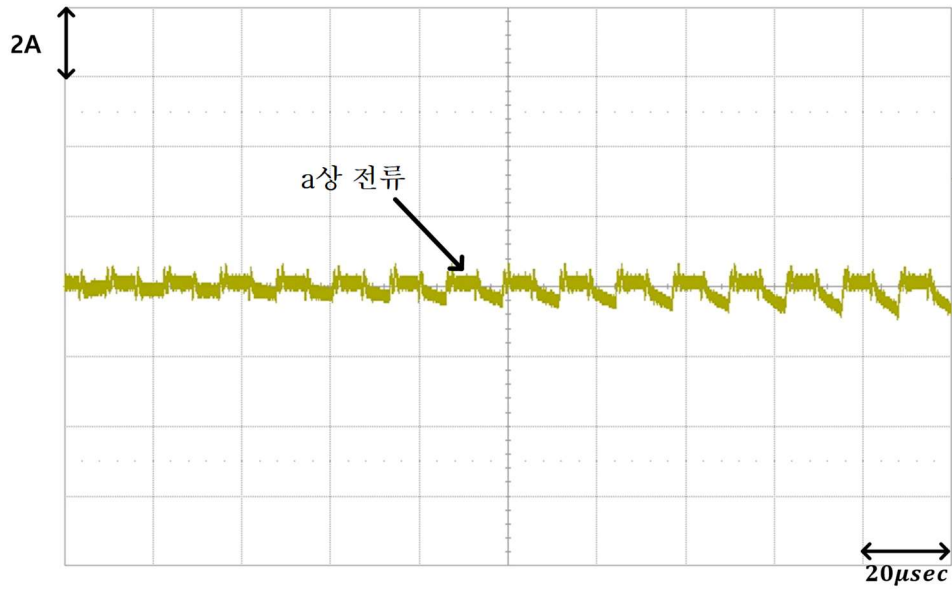


그림 4.12 스위치 끈 상 전류 고려하지 않은 벡터 제어 운전 시
방향 5 전류를 인가할 때 a상 전류

표 3.10에 따라 스위치를 끈 a상의 역기전력이 양수고 b상과 c상이 모두 윗상의 스위치를 키면 a상 전류가 음으로 흐른다. 또한 스위치를 끈 a상의 역기전력이 음수고 b상과 c상이 모두 아랫상의 스위치를 키면 a상 전류가 양으로 흐른다. 그림 4.12에서 해당 스위칭 상태에서 a상으로 전류가 흐른다는 것을 확인 할 수 있다. 그림 4.12와 같이 스위치 끈 상에 전류가 흐르면 모터 모델, 센서리스 알고리즘 등에 오차가 발생하기 때문에 스위치 끈 상으로 전류가 흐르지 않는 스위칭 방법을 적용해야 한다.

4.3.2 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 벡터 제어

스위치 끈 상으로 전류가 흐르지 않는 스위칭 방법으로 벡터 제어 운전 시 상전류의 형태와 복원한 상전류, 스위치 끈 상의 전류를 확인한다. 상전류의 크기를 3A로 제어하며 운전할 때 a상, b상, c상의 전류는 그림 4.13과 같다. 또한 상전류 크기 지령 및 복원한 상전류를 a상 전류와 함께 나타내면 그림 4.14와 같다.

상전류 복원이 잘 되고 있으며 전류가 순차적으로 인가됨을 확인할 수 있다. 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않도록 하기 위해서 표 3.12에 따라 스위칭을 인가하면 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않는다. a상 스위치를 끄고 방향 5전류를 인가할 때 a상 전류를 확대하면 그림 4.15와 같다.

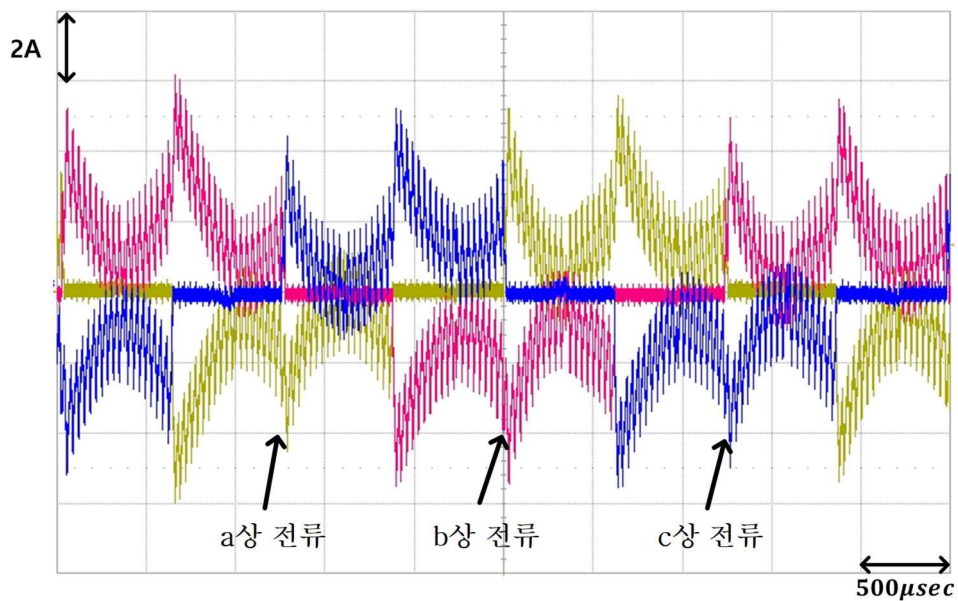


그림 4.13 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 벡터 제어 운전 시 상전류

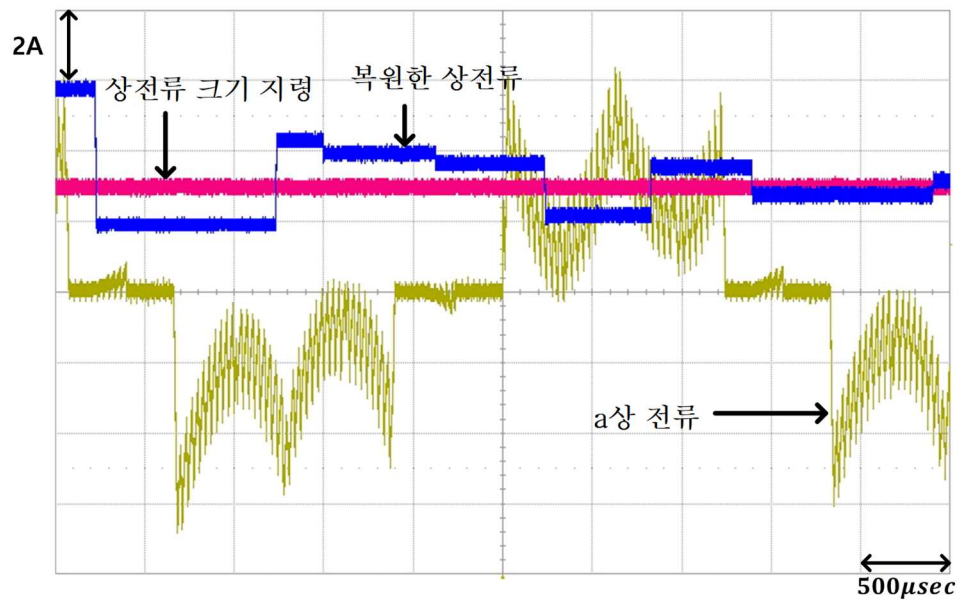


그림 4.14 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 벡터 제어 운전 시
a상 전류 및 상전류 크기 지령과 복원한 상전류

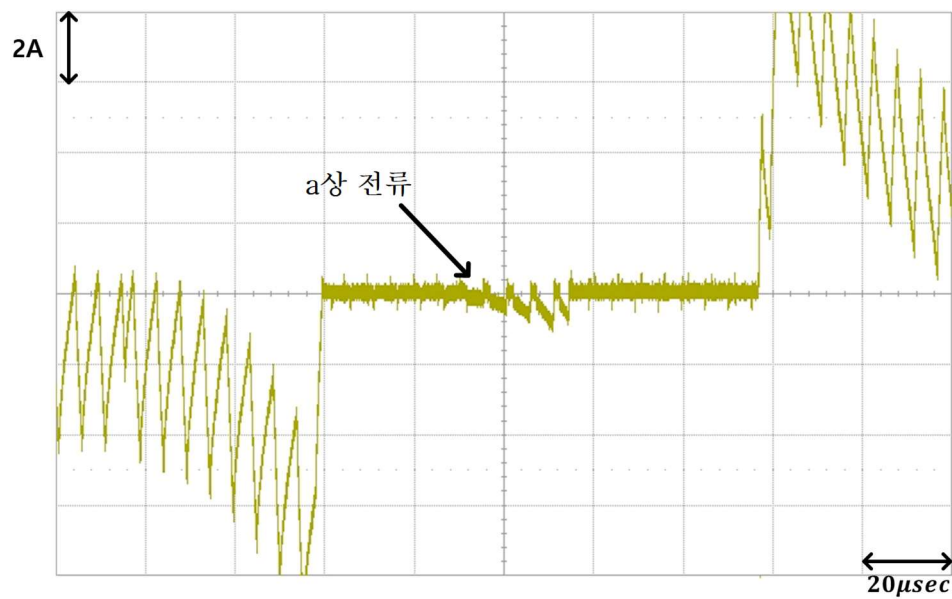


그림 4.15 스위치 끈 상으로 전류 흐르지 않는 벡터 제어 운전 시
방향5 전류를 인가할 때 a상 전류

제안하는 스위칭 방법을 사용하면 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않는다는 것을 그림 4.15에서 확인 할 수 있다. 제안하는 스위칭 방법을 사용해 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않으면 3장에서 제안한 모터 모델링 및 전류제어기, 센서리스 알고리즘이 유효하게 된다.

제 5장 결론 및 향후 연구

5.1 연구 결과

본 논문에서는 유효전압 최소인가시간과 스위칭 주파수에 무관하게 DC단 전류센서를 사용해 상전류를 복원하는 방법과 해당 상전류 복원 방법을 사용한 2상 운전을 제안하였다. 제안하는 2상 운전 및 상전류 복원 방법은 일반적인 3상 모터와 3상 인버터를 그대로 사용가능하고 DC단 전류 센서 출력에 저역 통과 필터를 추가해 구현 가능하다.

유효전압을 인가할 때 DC단 전류를 측정해 상전류를 복원하는 기존의 DC단 전류측정방법은 전류진동과 측정데이터 처리에 시간이 소요되기 때문에 상전류 복원불가영역이 존재한다는 한계가 있다. 또한 기존 상전류 복원방법은 스위칭 주파수가 증가하고 유효전압인가 최소 시간이 증가하면 상전류 복원 불가영역이 넓어지기 때문에 운전 조건이 제한될 수 밖에 없다. 따라서 기존 상전류 복원방법의 한계를 극복하기 위해 DC단 전류 센서의 출력에 저역 통과 필터를 추가하고 필터의 출력과 스위칭 듀티로 상전류를 복원하는 새로운 상전류 복원 방법을 제안하였다.

제안하는 상전류 복원 방법을 사용해 영구자석전동기를 운전하기 위해 순차적으로 한 상의 스위치를 끄고 나머지 두상으로 운전하는 2상 운전 방법을 제안했다. 2상 운전은 회전자 위치정보 없이 운전이 가능한 개루프 전류 제어 방식과 회전자 위치정보가 필요한 벡터 제어방식이 있다. 본 논문에서는 기동 및 저속 운전시

개루프 전류 제어 방식을 사용하였고 특정 속도에 도달한 후에는 벡터 제어로 운전 방법을 전환하였다.

벡터 제어 시 2상 운전의 센서리스알고리즘을 통해 회전자 위치 정보를 추정해 제어에 사용하였다. 고속전동기의 경우 물리적 한계 및 비용절감을 위해 엔코더와 같은 회전자 위치센서를 사용하지 않는 경우가 많다. 따라서 2상 운전만의 역기전력 기반 센서리스 알고리즘을 제안하였고 해당 알고리즘을 통해 추정한 속도와 각도를 사용해 벡터 제어가 가능함을 확인하였다.

제안하는 모터 모델링, 전류 제어기, 센서리스 알고리즘은 모두 스위치를 끈 상으로 전류가 흐르지 않는다는 것을 가정한 것이다. 하지만 스위칭 상태와 스위치를 끈 상의 역기전력에 따라 스위치를 끈 상으로 전류가 흐를 수 있다. 따라서 스위치를 끈 상에 전류가 흐르는 상태를 분석하였고 해당 상태가 발생하지 않는 스위칭 방식을 제안하였다. 개루프 전류 제어와 벡터 제어 각각 방향2와 방향 5 전류 벡터를 인가할 때를 예로 스위칭 방식을 분석하였고 동일한 분석방법으로 모든 방향의 전류를 인가할 때의 스위칭 방식을 제안하였다.

마지막으로 데드타임에 의해 발생하는 상전류 복원 및 센서리스 알고리즘의 오차를 분석하고 해당 오차를 보상하는 방법을 제안하였다. 본 논문에서 제안하는 상전류 복원방법은 유효전압 인가시간의 오차가 복원된 상전류의 오차를 발생시키기 때문에 데드타임에 의한 유효전압 인가 시간의 오차를 보상해야 한다. 센서리스 알고리즘에서도 마찬가지로 데드타임에 의해 제어기가 계산한 선

간 전압과 실제로 인가하는 선간전압에 차이가 존재하면 센서리스 알고리즘에 오차가 발생하게 된다. 따라서 데드타임에 의해 유효 전압 인가튜티가 변하는 정도를 분석해 이를 상전류 복원 알고리즘 및 센서리스 알고리즘에서 보상하는 방법을 제안하였다.

5.2 향후 연구

2상 운전 개루프 전류 제어와 벡터 제어 시 제어 간격 동안 알정한 선간 전압을 인가하기 때문에 역기전력에 의해 상전류가 결정된다. 2상 운전시 토크리플의 저감과 전류 벡터의 빠른 변화를 위해서는 전류의 모양을 원하는 형태로 수정할 필요가 있다. 전류의 모양을 원하는 형태로 만들기 위해서는 제어 간격 동안 인가해야하는 선간 전압의 형태를 미리 계산해 인가하면 된다. 토크리플이 적게 발생하고 전류벡터가 빠르게 전환되는 전류의 형태에 대한 분석이 필요하고 해당 형태로 전류를 만들기 위한 선간전압의 형태에 대한 연구도 필요하다.

제안한 센서리스 알고리즘은 역기전력 기반의 동기좌표계 궤환 방식 위상관측기를 사용하였다. 해당 센서리스 알고리즘은 운전속도가 빨라짐에 따라 위상관측기의 동작 횟수가 감소하기 때문에 궤환 방식의 위상관측기로 추정된 속도 및 각도가 부정확해진다. 따라서 궤환 방식의 센서리스 알고리즘이 아닌 피팅(fitting)방식의 각도 추정 알고리즘에 대한 연구가 필요하다. 제어 간격 사이에 수 회 측정된 전류를 사용해 전류의 개형을 피팅방식으로 구할

수 있다. 해당 전류의 개형을 사용해 제어시점이 각 섹터의 중심에서 떨어진 정도를 의미하는 제어 위상차를 파악하고 제어 위상을 수정할 수 있을 것이다. 따라서 샘플링된 전류를 사용해 전체 전류 개형을 피팅하는 알고리즘과 함께 이를 통해 회전자 각도를 추정하는 연구가 필요하다.

참고 문헌

- [1] Jung-Ik Ha, K. Ide, T. Sawa and Seung-Ki Sul, "Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 3, pp. 761-767, May-June 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.811781.
- [2] Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul, Jung-Ik Ha, K. Ide and M. Sawamura, "Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 4, pp. 1031-1039, July-Aug. 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.813734.
- [3] S. Kim, J. Ha and S. Sul, "PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 5, pp. 1576-1587, Sept.-Oct. 2012, doi: 10.1109/TIA.2012.2210175.
- [4] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 4, pp. 1054-1061, July-Aug. 2002, doi: 10.1109/TIA.2002.800777.
- [5] Zhiqian Chen, M. Tomita, S. Doki and S. Okuma, "An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, no. 2, pp. 288-295, April 2003, doi: 10.1109/TIE.2003.809391.
- [6] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, U. Jaeger and P. Thøgersen, "Single current sensor technique in the DC link of three-phase PWM-VS

- inverters: a review and a novel solution," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, pp. 1241–1253, Sept.–Oct. 1997, doi: 10.1109/28.633802.
- [7] T. C. Green and B. W. Williams, "Derivation of motor line-current waveforms from the DC-link current of an inverter," in *IEE Proceedings B – Electric Power Applications*, vol. 136, no. 4, pp. 196–204, July 1989, doi: 10.1049/ip-b.1989.0026.
- [8] H. Kim and T. M. Jahns, "Current Control for AC Motor Drives Using a Single DC-Link Current Sensor and Measurement Voltage Vectors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 6, pp. 1539–1547, Nov.–dec. 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.882630.
- [9] H. Kim and T. M. Jahns, "Phase Current Reconstruction for AC Motor Drives using a DC-link Single Current Sensor and Measurement Voltage Vectors," 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife, 2005, pp. 1346–1352, doi: 10.1109/PESC.2005.1581804.
- [10] Woo-Cheol Lee, Dong-Seok Hyun and Taeck-Kie Lee, "Single sensor current control of a three-phase voltage-source PWM converter using predictive state observer," *IECON'99. Conference Proceedings. 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.99CH37029)*, San Jose, CA, USA, 1999, pp. 791–796 vol.2, doi: 10.1109/IECON.1999.816501.
- [11] Woo-Cheol Lee, Dong-Seok Hyun and Taeck-Kie Lee, "A novel control method for three-phase PWM rectifiers using a single current sensor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 5, pp. 861–870, Sept. 2000, doi: 10.1109/63.867675.
- [12] Woo-Cheol Lee, Taeck-Kie Lee and Dong-Seok Hyun, "Comparison of single-sensor current control in the DC link for three-phase voltage–

- source PWM converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, no. 3, pp. 491–505, June 2001, doi: 10.1109/41.925576.
- [13] Hyeong-Gil Joo, Chang-Gyun Kim, Hwi-Beom Shin and Myung-Joong Youn, "Detection of three-phase currents in space-vector PWM inverters with only one DC link current sensor," Proceedings of the 1996 IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Taipei, Taiwan, 1996, pp. 127–132 vol.1, doi: 10.1109/IECON.1996.570917.
- [14] F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, "A new low-cost, fully fault-protected PWM-VSI inverter with true phase-current information," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, no. 1, pp. 187–197, Jan. 1997, doi: 10.1109/63.554185.
- [15] F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, "An ideal PWM-VSI inverter using only one current sensor in the DC-link," 1994 Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, London, UK, 1994, pp. 458–464, doi: 10.1049/cp:19941009.

ABSTRACT

There are Methods for measuring the current of a three phase inverter including a phase current measurement method, a three shunt measurement method, and a DC-Link current measurement method with different the number and location of current sensors. Among them, the DC-Link current measurement method being widely used since it uses only one current sensor thereby reducing the cost.

In order to reconstruct the phase current using DC-Link shunt current sensor, the phase current flowing through the DC-Link must be measured when an active voltage is applied. However, since the DC-Link current ringing is generated by the parasitic components present in the inverter, the DC-Link current must be measured after a certain time after applying the active voltage to reconstruct the correct phase current. Due to the DC-Link current ringing, the immeasurable area exist, and this area becomes wider as current ringing and switching frequency becomes higher.

Existing studies for reconstructing phase current in immeasurable area include a voltage command correction method and a phase current prediction method. Both methods have a limitation that the phase current reconstruction is impossible when the switching frequency is high and the immeasurable area is large. This is a problem when driving the high-speed permanent magnet motor

Since the high-speed permanent magnet motor is generally designed to have low inductance in order to secure a wide driving area. Due to the low inductance, there exist a large switching ripple and curvature of the phase current in the switching state that can cause current measurement error.

Therefore, in order to operate a high-speed permanent magnet motor, it is necessary to operate at a high switching frequency.

When using a DC-Link shunt current sensor to drive a high-speed permanent magnet motor, there is a limitation in using the existing phase current restoration method because of the high switching frequency and thereby immeasurable area. Therefore, in this paper, I proposed two-phase operation method and phase current reconstruction method that can drive a high-speed permanent magnet motor with a high switching frequency using a DC-Link shunt current sensor.

In addition to the current application method and phase current reconstruction method for two-phase operation, the starting and low speed operation algorithms and the medium and high speed operation algorithms were proposed. In addition, a switching method applied to each driving method was proposed, and a two-phase driving sensorless algorithm was proposed to drive the motor without rotor position sensor.

The experiment was conducted using the two-phase driving method proposed in this paper, and the high-speed permanent magnet motor was driven under operating conditions that were impossible to drive when using the existing phase current reconstruction method. Through the experiment, the proposed two-phase operation method, phase current recovery method, and switching method were implemented and verified.

Keywords: DC-Link shunt current sensor, high-speed permanent magnet motor, immeasurable area, two-phase driving method

Student Number: 2108-25058